Р. М. МАЛИНИН

СПРАВОЧНИК ПО ТРАНЗИСТОРНЫМ СХЕМАМ



МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 664

Р. М. МАЛИНИН

СПРАВОЧНИК ПО ТРАНЗИСТОРНЫМ СХЕМАМ



«ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА — 1968

6Ф2.12
М19
УДК 621.374.32 : 621.382

Малинин Р. М.

М19 Справочник по транзисторным схемам. М., «Энергия», 1968.
184 с. с илл. (Массовая радиобиблиотека, вып. 664

В Справочнике приводятся типовые схемы, зарекомендовавшие себя положительно в радиовещательной аппаратуре отечественного промышленного производства, наиболее удачные, оригинальные, показавшие хорошие результаты схемы, предложенные радиолюбителями (по радиолитературе и материалам радиовыставок), а также схемы из иностранной литературы, представляющие интерес для конструкторов и проверенные на транзисторах отечественного производства.

Схемы сопровождаются краткими описаниями принципов их действия, приводятся данные деталей, указываются рекомендуемые режимы, в необходимых случаях даются варианты схем и расчеты аппаратуры на транзисторах.

Справочник предназначен для радиолюбителей-конструкторов.

3-4-5
343—68

6Ф2.12

Малинин Роман Михайлович

Справочник по транзисторным схемам

Редактор *П. А. Попов*
Техн. редактор *Т. Н. Царева*
Корректор *А. Д. Халанская*

Обложка художника *Е. В. Никитина*

Сдано в набор 23/VIII—1967 г. Подписано к печати 22/XII—1967 г. Т-13672.
Формат 84×108[1]/[32]. Бумага типографская № 2. Усл. печ. л. 9,66. Уч.-изд. л. 12
Тираж 200 000 экз. Цена 48 коп. Зак. 1308

Издательство „Энергия". Москва, Ж-114, Шлюзовая наб., 10.

Владимирская типография Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР.
Гор. Владимир, ул. Победы, д. 18-б.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Шестидесятые годы нашего века являются годами широкой «транзисторизации» радиотехнической и электронной аппаратуры. Полупроводниковые приборы — транзисторы и диоды, как обладающие значительно меньшими габаритами и весом, а вместе с тем большей экономичностью, долговечностью и лучшей надежностью по сравнению с электровакуумными приборами, стали быстро вытеснять последние из аппаратуры самого различного назначения: от слуховых усилительных аппаратов для плохослышащих до аппаратуры искусственных спутников Земли, космических кораблей и электронных вычислительных машин. Это стало возможным после того, как были разработаны и освоены в производстве транзисторы, пригодные для работы на весьма высоких частотах, транзисторы на большие мощности и вместе с тем возрос валовой промышленный выпуск полупроводниковых приборов в широком ассортименте.

Вслед за транзисторными радиоприемниками для приема радиовещания и радиосвязи как радиопромышленность, так и радиолюбители стали разрабатывать и изготовлять транзисторные телевизоры, магнитофоны и т. п.

Первые транзисторные радиоприемники и другая радиоэлектронная транзисторная аппаратура одного и того же назначения и с близкими параметрами выпускалась радиозаводами и изготовлялась радиолюбителями по самым разнообразным вариантам схем. При этом некоторые конструкторы, особенно радиолюбители, в погоне за упрощением аппаратуры, сокращением количества деталей в ней получали в результате недостаточно удовлетворительно работающую аппаратуру, а другие в погоне за оригинальностью создавали необоснованно сложные схемы, аппаратура по которым зачастую оказывалась недостаточно надежной.

Некоторые радиолюбители (да и не только радиолюбители) при конструировании аппаратуры не учитывали таких специфических особенностей транзисторов, как зависимость их параметров от температуры и других условий работы, не принимали во внимание, что в процессе длительной работы и даже хранения в бездействующем состоянии полупроводниковые приборы могут в некоторых пределах изменить свои параметры. В некоторых своих конструкциях радиолюбители использовали транзисторы в недопустимых, тяжелых режимах, например с обрывом цепи базы транзистора по постоянному току. Все это и приводило к тому, что аппаратура работала ненадежно, качество звуковоспроизведения получалось недостаточно удовлетворительным. Некоторые опубликованные в печати радиолюбительские схемы требовали индивидуального подбора транзисторов, что, с одной стороны, чрезвычайно усложняло их повторение, а с другой — приводило к тому, что через некоторое время аппаратура

начинала плохо работать, так как параметры полупроводниковых приборов изменялись.

К настоящему времени уже определились наилучшие схемы ряда каскадов, функциональных узлов и блоков транзисторной радиотехнической и электронной аппаратуры. Некоторые из этих схем можно считать уже типовыми, унифицированными. Значительную роль в деле унификации схем и конструкций транзисторных радиовещательных приемников сыграл Институт радиовещательного приема и акустики имени А. С. Попова и конструкторские бюро радиозаводов.

К числу транзисторных схем, которые следует рассматривать как установившиеся (типовые), относятся, в частности, схемы преобразователей частоты, усилителей промежуточной частоты и низкой частоты радиовещательных приемников на СВ и ДВ диапазоны, схемы статических преобразователей постоянного напряжения (трансвертеры) и др.

Использованию типовых схем в радиолюбительских конструкциях способствует то обстоятельство, что заводы отечественной электронной промышленности наряду с серийными транзисторами изготовляют целый ряд нормализованных деталей для транзисторной аппаратуры: выходные и междукаскадные (согласующие) низкочастотные трансформаторы, малогабаритные блоки конденсаторов переменной емкости и др.

В настоящем справочнике приводятся типовые схемы отдельных каскадов, функциональных узлов и блоков, которые могут быть рекомендованы радиолюбителям для конструктивного воплощения с использованием, по возможности, транзисторов недефицитных типов, имеющихся в продаже.

Читатель не найдет в этом справочнике тех радиолюбительских схем, которые хотя и приобрели в свое время известную популярность, но при практическом воспроизведении которых выявился ряд их недостатков: ненадежность в работе, необоснованная сложность, необходимость подбора транзисторов и т. п.

Необходимо здесь отметить причины неоднородности сведений по различным приводимым в справочнике схемам. К некоторым из этих схем даны формулы для расчета. К числу таких схем относятся: схемы статических преобразователей и стабилизаторов напряжения постоянного тока, поскольку конструкторам практически приходится создавать такие приборы на самые разнообразные величины мощностей, входных и выходных напряжений; схема частотноизбирательного усилителя низкой частоты, который в устройствах автоматики может быть выполнен с самыми разнообразными параметрами и др. Вместе с тем приведены только готовые данные всех деталей таких схем, как схемы преобразователей частоты и усилителей промежуточной и низкой частоты радиовещательных приемников на СВ и ДВ диапазоны с транзисторами широкого применения, поскольку границы этих диапазонов и промежуточная частота для таких приемников стандартизованы, а их чувствительность определяется габаритами магнитных антенн; к числу таких схем относятся также схемы автогенераторов с кварцевой стабилизацией, данные конденсаторов и резисторов которых сохраняются в широком диапазоне частот и др. В связи с этим нет никакой необходимости для радиолюбителя-конструктора в каждом отдельном случае заниматься «разработкой» и расчетом подобных схем.

В этот справочник не включен ряд новых схем, которые хотя

и можно считать перспективными, но еще не прошли достаточно длительной эксплуатационной проверки и при их реализации радиолюбители могут встретить трудности вследствие того, что не всегда найдут в продаже необходимых для этих схем транзисторов, промышленный выпуск которых пока еще ограничен.

Отзывы и замечания по справочнику просьба направлять по адресу: г. Москва, Ж-114, Шлюзовая набережная, дом 10, издательство «Энергия», Редакция Массовой радиобиблиотеки.

Р. Малинин

БУКВЕННЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ ВЕЛИЧИН

Ниже приводится перечень буквенных обозначений электрических параметров транзисторов и других физических величин, используемых в формулах, в тексте и в заголовках таблиц справочника.

При пользовании справочником следует иметь в виду, что некоторые обозначения могут содержать дополнительные цифровые индексы, указывающие, к какому транзистору или детали схемы относится данный параметр. Например: β_{02} — коэффициент усиления по току транзистора T_2, $I_{к3}$ — постоянная составляющая тока коллектора транзистора T_3, I_{R4}— величина тока в резисторе R_4.

a — количество последовательно соединенных опорных диодов в стабилизаторе напряжения.

B_m — максимальная магнитная индукция в сердечнике трансформатора, *тл.*

$B_{ст}$ — статический коэффициент передачи тока транзистора.

C — емкость электрическая, *пф*, *мкф.*

C_0 — емкость конденсатора на входе сглаживающего фильтра выпрямителя, *мкф.*

$C_ф$ — то же на выходе, *мкф.*

$C_к$ — емкость коллекторного перехода, *пф.*

D, d — диаметр, *мм.*

D_t — изменение напряжения смещения базы при изменении температуры на 1 *град* при $I_к = \text{const}$.

d_I, d_{II}, d_{III}... — диаметр провода без изоляции первичной, вторичной и т. д. обмоток трансформатора, *мм.*

F — частота низкая, *гц.*

$F_н$ — нижняя граничная частота полосы пропускания УНЧ, *гц.*

$F_п$ — частота пульсаций выпрямленного тока, *гц.*

f — частота высокая, *кгц*, *Мгц.*

$f_{ген}$ — предельная частота генерирования транзистора, *Мгц.*

$F_р$, $f_р$ — частота резонансная, *гц*, *кгц*, *Мгц.*

f_α — граничная (предельная) частота усиления по току транзистора в схеме с общей базой, *кгц*, *Мгц.*

H, h — высота, *мм.*

$h_{11б}$, $h_{11э}$ — входное сопротивление транзистора при короткозамкнутом выходе для схем включения с ОБ и ОЭ соответственно, *ом*, *ком.*

$h_{22б}$, $h_{22э}$ — выходная проводимость транзистора при открытом входе для схем включения с ОБ и ОЭ соответственно, *мксим.*

I_0 — постоянная составляющая тока; среднее значение выпрямленного тока, *ма, а.*

$I_{б}$ — постоянная составляющая тока базы, *ма, а.*

$I_{б.и}$ — ток базы в импульсе (максимальное значение) при работе транзистора, *ма, а.*

$I_{б.макс}$ — предельное значение тока базы (для мощных транзисторов) согласно ТУ, паспорту на транзистор или по Справочнику, *ма, а.*

$I_{д}$ — ток делителя напряжения, *ма.*

$I_{к}$ — постоянная составляющая тока коллектора, *а, ма.*

$I_{к.з}$ — остаточный ток в цепи коллектора транзистора, запертого смещением обратного знака, поданным на управляющий электрод, *ма, мка.*

$I_{к.и}$ — ток коллектора в импульсе (максимальное значение при работе транзистора в режиме В, АВ, в режиме переключения или в импульсном режиме), *а, ма.*

$I_{к.к}$ — суммарная постоянная составляющая коллекторных токов транзистора в двухтактном каскаде, *ма, а.*

$I_{к.макс}$ — предельный (максимальный) ток коллектора согласно ТУ, паспорту на транзистор или по Справочнику на полупроводниковые приборы, *ма, а.*

$I_{к.н}$ — начальный ток коллектора, *мка, ма.*

$I_{к.п}$ — ток коллектора в отсутствие сигнала (ток покоя), *ма.*

$I_{кm}$ — наибольшая амплитуда переменной составляющей тока коллектора, *ма, а.*

$I_{к0}$ — обратный ток коллекторного перехода, *мка, ма.*

$I_{н}$ — ток нагрузки, *ма, а.*

$I_{н.мин}$, $I_{н.макс}$ — то же, наименьшее и наибольшее значения, *ма, а.*

$I_{п}$ — ток питания, *а, ма.*

$I_{ст}$ — ток опорного диода (стабилитрона), *ма.*

$I_{ст.макс}$, $I_{ст.мин}$, $I_{ст.ном}$ — предельное (максимальное), минимальное и номинальное значения тока опорного диода, *ма.*

$I_{э}$ — ток эмиттера (постоянная составляющая), *ма, а.*

$I_{э.макс}$ — предельный (максимальный) ток эмиттера согласно ТУ, паспорту на транзистор или Справочнику, *ма, а.*

I_R, I_{R1}, I_{R2} ... — токи через резисторы R, R_1, R_2 и т. д., *ма, а.*

$K_{ст}$ — коэффициент стабилизации напряжения.

L — индуктивность, *мкгн, мгн, гн.*

$L_{ф}$ — индуктивность дросселя сглаживающего фильтра, *гн.*

L_{I} — индуктивность первичной обмотки трансформатора, *гн.*

$l_{н}$ — длина намотки катушки, *мм.*

n — отношение числа витков вторичной обмотки к числу витков первичной обмотки трансформатора.

P_0 — электрическая мощность постоянного тока, *вт.*

$P_{вых}$ — выходная мощность НЧ каскада, *вт, мвт.*

$P_{и}$ — импульсная мощность, *вт, мвт.*

$P_{к}$ — мощность, рассеиваемая на коллекторном переходе транзистора, *вт, мвт.*

$P_т$ — мощность, рассеиваемая транзистором, *вт*, *мвт*.

$P_{т.макс}$ — то же, предельное значение, при котором отсутствует недопустимый перегрев электронно-дырочного перехода, *вт*, *мвт*.

P_R — номинальная мощность рассеивания резистора, *вт*.

p_0 — коэффициент пульсации напряжения на входе сглаживающего фильтра выпрямителя.

$p_н$ — то же на выходе сглаживающего фильтра (на нагрузке выпрямителя).

Q — добротность катушки индуктивности.

$R_б$, $R_{см}$ — сопротивления делителя напряжения смещения цепи базы, *ом*, *ком*.

$R_к$ — сопротивление резистора в цепи коллектора, *ом*, *ком*.

$R_т$ — сопротивление терморезистора, *ом*, *ком*.

$R_э$ — сопротивление резистора в цепи эмиттера, *ом*, *ком*.

$R_{t\ к.р}$ — тепловое сопротивление между корпусом транзистора и радиатором (теплоотводом), *град/вт*, *град/мвт*.

$R_{t\ п.к}$ — внутреннее тепловое сопротивление транзистора (между электронно-дырочным переходом и корпусом транзистора), *град/вт*, *град/мвт*.

$R_{t\ п.с}$ — тепловое сопротивление между переходом транзистора и окружающей средой (полное тепловое сопротивление), *град/вт*, *град/мвт*.

$R_{t\ р.с}$ — тепловое сопротивление радиатора (между радиатором и окружающей средой), *град/вт*, *град/мвт*.

$r_д$ — динамическое (дифференциальное) сопротивление опорного диода (кремниевого стабилитрона), *ом*.

r_I, r_{II} — сопротивление постоянному току первичной и вторичной обмоток трансформатора, *ом*.

S — площадь поверхности, площадь сечения, *см*^{2}.

$S_н$ — коэффициент нестабильности транзисторного каскада.

S_c — полезная площадь сечения магнитного сердечника, *см*^{2}.

T — период колебания, *сек*.

T — период следования импульсов, *сек*.

t — время, *сек*.

t — температура, *град* (°С).

$t_{к.гр}$ — предельная температура корпуса транзистора, при которой в идеальных условиях, т. е. при тепловом сопротивлении корпус — окружающая среда, равном нулю, может рассеиваться на транзисторе мощность $P_{т.макс}$, °С.

$t_{п.макс}$ — максимальная температура электронно-дырочного перехода, °С.

t_c — температура окружающей среды, °С.

$t_{с.гр}$ — температура окружающей среды, до которой допустимо рассеяние транзистором предельной мощности $P_{т.макс}$, °С.

$t_{с.макс}$ — максимальная для транзистора эксплуатационная температура окружающей среды, °С.

U_0 — постоянная составляющая напряжения на входе сглаживающего фильтра выпрямителя, *в*.

U_{I} — напряжение первичной обмотки трансформатора, действующее значение, *в*.

U_{II} — напряжение вторичной обмотки трансформатора, действующее значение, *в*.

$U_{б.э}$ — напряжение база — эмиттер транзистора, *в*.

$U_{б.э.и}$ — то же, пиковое значение в рабочем режиме (импульсное), *в*.

$U_{б.э.макс}$ — то же, предельное (максимальное) значение по ТУ или паспорту на транзистор, *в*.

$U_{вх}$ — входное напряжение, действующее значение, *мкв*, *мв*, *в*.

$U_{вых}$ — выходное напряжение, действующее значение, *мв*, *в*.

$U_{к.б}$ — напряжение коллектор — база транзистора, *в*.

$U_{к.б.макс}$ — то же, предельное (максимальное) значение по ТУ или Справочнику, *в*.

$U_{к.э}$ — напряжение коллектор — эмиттер транзистора, *в*.

$U_{к.э.макс}$ — то же, предельное (максимальное) значение по ТУ или Справочнику, *в*.

$U_{к.н}$ — остаточное напряжение, падение напряжения между коллектором и эмиттером транзистора, находящегося в режиме насыщения, *в*.

$U_{н}$ — напряжение на нагрузке, *в*.

$U_{п}$ — напряжение питания, *в*.

$U_{п.мин}$, $U_{п.макс}$ — минимальная и максимальная величины напряжения питания, поступающего на стабилизатор напряжения, *в*.

$U_{ст}$ — напряжение на опорном диоде (стабилитроне) в рабочей области стабилизации, *в*.

$U_{э}$ — падение напряжения на резисторе в цепи эмиттера, *в*.

w — количество витков.

w_0 — количество витков обмотки обратной связи.

w_{I}, w_{II}, w_{III} ... — количества витков первичной, вторичной и т. д. обмоток трансформатора.

$w_{Iп}$, $w_{IIп}$ — количества витков половин первичной, вторичной и т. д. обмоток трансформатора.

$z_{вх}$ — входное сопротивление, *ом*, *ком*, *Мом*.

$z_{вых}$ — выходное сопротивление, *ом*, *ком*.

$z_{г}$ — сопротивление громкоговорителя переменному току частотой 1 000 *гц*, *ом*.

$z_{к}$ — сопротивление нагрузки переменному току однотактного каскада УНЧ (при трансформаторном выходе каскада — сопротивление, приведенное к первичной обмотке трансформатора), *ом*.

$z_{к.к}$ — сопротивление нагрузки переменному току двухтактного каскада УНЧ с выходным трансформатором, приведенное к концам его первичной обмотки (сопротивление нагрузки «между коллекторами» транзисторов), *ом*.

$z_{н}$ — сопротивление нагрузки для переменного тока, *ом*, *ком*.

α_t — температурный коэффициент сопротивления.

$\alpha_0(h_{21б})$ — коэффициент усиления по току транзистора на низкой частоте в схеме с ОБ.

$\beta_0(h_{21э})$ — коэффициент усиления по току транзистора на низкой частоте в схеме с ОЭ.

$\delta_в$, $\delta_н$ — относительное увеличение и соответственно уменьшение напряжения питания по сравнению с его номинальной величиной.

λ — длина волны, *м*.

μ_e — эффективная магнитная проницаемость.

$\mu_н$ — начальная магнитная проницаемость.

η — к. п. д.

$\eta_к$ — к. п. д. каскада.

$\eta_т$ — к. п. д. трансформатора.

σ — плотность тока в обмотке, *а/мм*^{2}.

$\tau_и$ — длительность импульса, отсчитываемая на уровне 0,1 от его максимального значения, *сек*.

$\tau_с$ — длительность спада импульса, *сек*.

$\tau_ф$ — длительность фронта импульса, *сек*.

θ — температурный коэффициент напряжения.

θ' — относительный температурный коэффициент напряжения.

СОКРАЩЕНИЯ ТЕРМИНОВ

АМ — амплитудная модуляция; амплитудно-модулированный.
АПЧ и Ф — автоматическая подстройка частоты и фазы.
АРУ — автоматическое регулирование усиления.
ВЧ — высокая частота; высокочастотный.
ГИР — гетеродинный индикатор резонанса.
ГОСТ — Государственный общесоюзный стандарт.
ДВ — длинные волны; длинноволновый.
КВ — короткие волны; коротковолновый.
к.п.д. — коэффициент полезного действия.
НЧ — низкая частота; низкочастотный.
ОБ — общая база; схема с общей базой.
ОК — общий коллектор; схема с общим коллектором.
ОЭ — общий эмиттер; схема с общим эмиттером.
ПЧ — промежуточная частота (465 *кгц*, 6,5 или 8,4 *Мгц*).
СВ — средние волны, средневолновый.
ТБК — трансформатор блокинг-генератора частоты кадров телевизора.
ТБС — трансформатор блокинг-генератора частоты строк телевизора.
ТВК — выходной трансформатор усилителя кадровой развертки телевизора.
ТВС — выходной трансформатор усилителя строчной развертки телевизора.
ТКН — температурный коэффициент напряжения.
ТКС — температурный коэффициент сопротивления.
УВЧ — усилитель высокой частоты; усиление высокой частоты.
УКВ — ультракороткие волны; ультракоротковолновый.
УНЧ — усилитель низкой частоты; усиление низкой частоты.
УПЧ — усилитель промежуточной частоты; усиление промежуточной частоты.
ФПЧ — фильтр промежуточной частоты.
ФСС — фильтр сосредоточенной селекции.
ЧМ — частотная модуляция; частотно-модулированный.
э.д.с. — электродвижущая сила.

ОБОЗНАЧЕНИЯ ТОЧЕК ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ НА СХЕМАХ

А — точка соединения магнитной антенны с УВЧ или преобразователем частоты ДВ, СВ и КВ диапазонов.

А2 — точка подключения второго анода кинескопа.

Б — точка соединения выхода УКВ блока радиовещательного приемника с его преобразователем частоты или блока ПТКП с усилителем ПЧ телевизора.

БК — точка цепи, по которой синхронизирующие кадровые импульсы поступают на блокинг-генератор кадровой развертки телевизора.

БС — точка цепи, по которой синхронизирующие строчные импульсы поступают на блокинг-генератор строчной развертки телевизора.

В1, *В2* — точки соединения видеодетектора со входом видеоусилителя.

ВУ — точка соединения схемы видеоусилителя со схемой АРУ в телевизоре.

Вх — входные точки различных схем.

ГК точка цепи, по которой гасящие кадровые импульсы направляются на модулирующий электрод кинескопа.

ГС — точка цепи, по которой гасящие строчные импульсы поступают на модулирующий электрод кинескопа.

З — точка соединения видеоусилителя с усилителем разностной частоты 6,5 *Мгц* (промежуточной частоты звука) телевизора.

К — точка соединения с катодом кинескопа.

КВ — точка цепи, по которой на транзистор выходного каскада видеоусилителя поступает напряжение питания коллектора.

КК — точки подключения кадровых катушек отклоняющей системы кинескопа.

КЛ — точка цепи, по которой ток строчной частоты подается с ТВС на схему ключевой АРУ.

КС — точки подключения строчных катушек отклоняющей системы кинескопа.

М — точка подключения модулирующего электрода кинескопа.

НЧ — точка соединения детектора (амплитудного или частотного) со входом усилителя НЧ.

О — общая точка схемы.

ПБ — точка цепи питания входного УКВ блока радиовещательного приемника или ПТКП телевизора.

ПЧ — точка соединения преобразователя частоты ДВ, СВ и КВ диапазонов (фильтра сосредоточенной селекции радиовещательного приемника) со входом усилителя ПЧ.
РБ — точка цепи АРУ блока ПТКП.
РУ — точка цепи АРУ усилителя ПЧ.
С — точка соединения видеоусилителя и селектора импульсов блока синхронизации разверток телевизора.
СМ — точка цепи, по которой подается смещение на базы транзисторов первого каскада видеоусилителя и первого каскада селектора импульсов.
У — точка подключения ускоряющего электрода (первого анода) кинескопа.

Число в рамочке около резонансного контура указывает его частоту настройки (резонансную частоту): в килогерцах — если число целое, в мегагерцах — если число выражено в виде десятичной дроби или целого числа с десятичной дробью.

РАЗДЕЛ 1

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

1-1. ТРИ ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

База транзистора обычного типа, работающего в усилителе или генераторе сигналов, выполняет функции управляющей сетки, эмиттер — функции катода и коллектор — анода электронной лампы. Вместе с тем режим работы транзистора существенно отличается от режима электронной лампы: она может работать без тока в цепи управляющей сетки, причем для большинства ламповых усилительных схем этот ток вреден, а транзисторы работоспособны только при условии, что в цепи базы или иного управляющего электрода течет ток. Величина тока базы маломощных транзисторов обычно порядка сотых или десятых долей миллиампера, она достигает нескольких миллиампер только при их использовании в оконечных усилительных каскадах и в переключающих устройствах. Токи базы мощных транзисторов составляют 1—2 *а*.

Исключение составляют полевые или канальные транзисторы. Токи их управляющих электродов (затворов) ничтожно малы, а полевые транзисторы с изолированными затворами работают вообще без токов в цепи этих электродов, т. е. их можно считать аналогами электронных ламп.

Коллектор обычного транзистора структуры *p-n-p* (сток полевого транзистора с каналом *p* типа) должен получать от источника питания отрицательный потенциал по отношению к эмиттеру и базе (в полевом транзисторе по отношению к истоку); в транзисторе структуры *n-p-n* или полевом транзисторе с каналом *n* типа полярность включения источника питания обратная. Неправильное подключение источника питания недопустимо, так как может привести к повреждению транзистора.

Полярность напряжения между другими электродами транзистора зависит от схемы и режима, в которых он работает (см. ниже).

Каскад усиления на обычном транзисторе может быть выполнен: а) по схеме с общим эмиттером (ОЭ), б) по схеме с общей базой (ОБ), в) по схеме с общим коллектором (ОК). Эти термины указывают, какой из электродов транзистора в данной схеме общий для входного и выходного сигналов. Заземлен или соединен с корпусом (шасси) аппарата может быть любой из полюсов источника питания; чаще соединяют с корпусом положительный полюс.

Схема с общим эмиттером (рис. 1, табл. 1) имеет наибольшее распространение в радио- и электронной аппаратуре. Входной сигнал поступает на выводы базы и эмиттера. Источник питания цепи коллектора $Б_к$ и последовательно соединенный с ним резистор $R_к$ или катушка индуктивности $L_к$, на которых получается усиленный сигнал, включены между коллектором и эмиттером. Смещение на

базу от отдельной батареи $Б_б$ (рис. 1, *а* и *б*) применяют редко; удобнее получать смещение на базу от единого источника питания при помощи делителя напряжения из резисторов $R_{см}$, $R_б$ (рис. 1, *в* и *г*) либо с помощью резистора $R_{см}$ (рис. 1, *д*, *е*). Так как в последних двух схемах вывод базы соединен через резистор $R_{см}$ с выводом коллектора, изменение напряжения на коллекторе ведет к изменению напряжения базы, т. е. получается отрицательная обратная связь, снижающая усиление каскада. Подобный же способ включе-

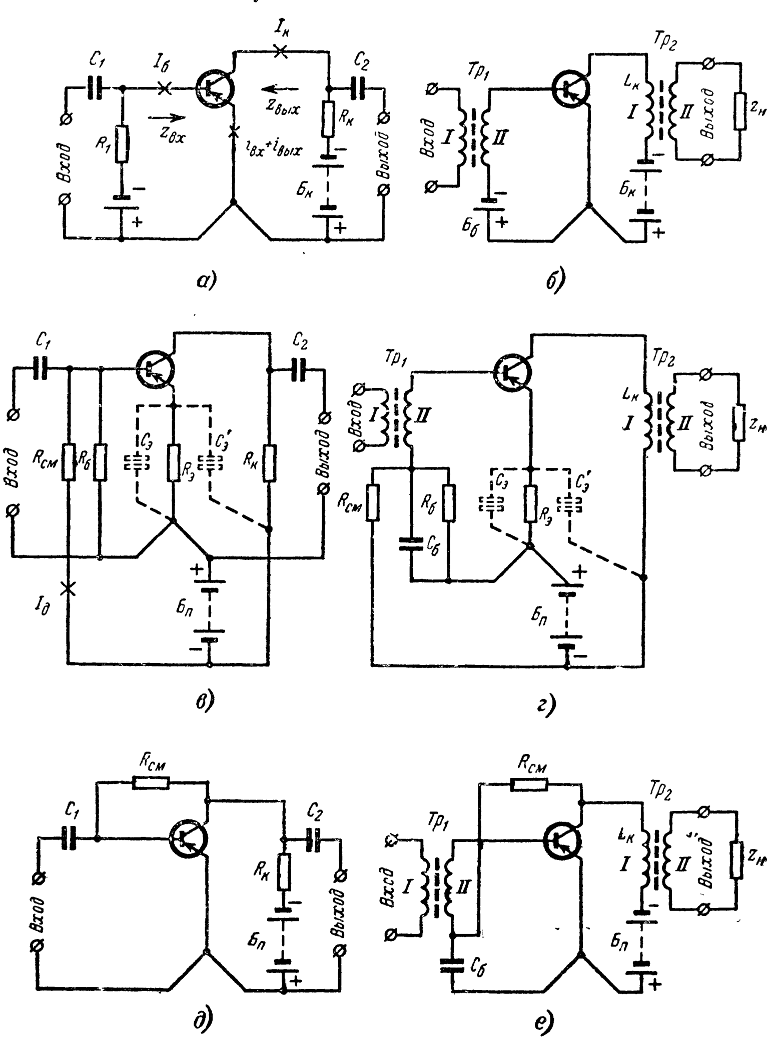


Рис. 1. Варнанты ехем с общим эмиттером.

Таблица 1

Сравнение параметров каскадов на транзисторах, включенных по различным схемам (на низких частотах)

Параметры	Схема с общим эмиттером	Схема с общей базой	Схема с общим коллектором
Входное сопротивление	Несколько сотен ом или несколько килоом	Несколько десятков ом (приблизительно в β_0 раз меньше, чем в схеме с ОЭ)	Несколько десятков или сотен килоом (приблизительно в β_0 раз больше сопротивления нагрузки каскада *)
Выходное сопротивление	Несколько десятков килоом	Несколько сотен килоом (приблизительно в β_0 раз больше, чем в схеме с ОЭ)	Несколько десятков или сотен ом (приблизительно в β_0 раз меньше сопротивления источника сигнала **)
Возможный коэффициент усиления по току	10—200	Несколько меньше единицы	10—200
Возможный коэффициент усиления по напряжению ***	От нескольких десятков до нескольких тысяч	От нескольких десятков до нескольких тысяч	Несколько меньше единицы

* Для первого или промежуточного каскада усилителя в сопротивление нагрузки входит входное сопротивление последующего каскада.

** В многокаскадном усилителе для каждого из каскадов, кроме первого, источником сигнала является предыдущий каскад, а сопротивлением источника сигнала — выходное сопротивление предыдущего каскада.

*** Определяется как отношение напряжения сигнала, поступающего в цепь входного электрода транзистора, к напряжению сигнала в цепи его выходного электрода.

ния резистора $R_{см}$ применяют и в схемах с автотрансформаторной связью на входе и на выходе каскада.

Конденсатор $C_э$ можно включать между эмиттером и любым из полюсов источника питания, соблюдая при этом полярность, указанную в § 6-3. Необходимо отметить следующее: если в цепи эмиттера имеется резистор $R_э$ (рис. 1, *в* и *г*), то транзистор можно считать включенным по схеме с ОЭ лишь при условии, что общее

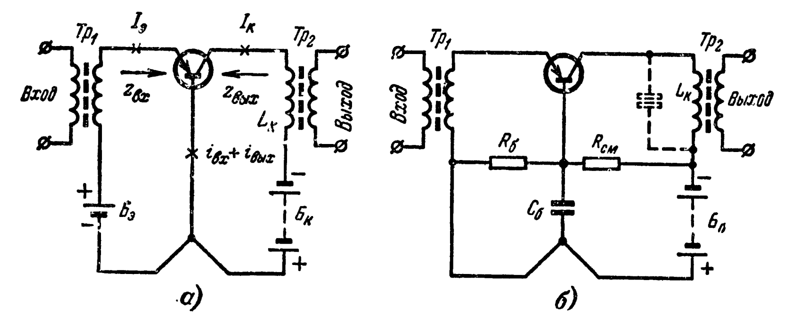


Рис. 2. Варианты схем с общей базой.

сопротивление цепи, состоящей из этого резистора и конденсатора $C_э$, мало по сравнению с сопротивлением нагрузки цепи коллектора при самой низкой частоте, имеющейся в составе сигнала.

Если конденсатора $C_э$ в схеме не будет, то входное сопротивление каскада возрастет.

Возможны комбинации схем по рис. 1: например, сигнал может поступать в цепь базы (или эмиттера) через трансформатор, в то время как в цепи коллектора используется резистивно-емкостная связь и т. п.

Полевые транзисторы включают преимущественно по схеме с общим стоком, которая по начертанию аналогична схеме с ОЭ.

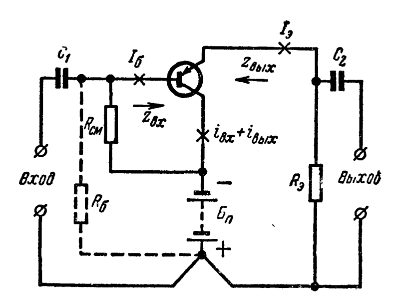


Рис. 3. Схема с общим коллектором.

Схема с общей базой используется в каскадах усиления ВЧ и ПЧ с трансформаторными связями (рис. 2). Входной сигнал, как и в схеме с ОЭ, подводится к выводам базы и эмиттера, но источник питания цепи коллектора и катушка $L_к$ включены между коллектором и базой. Схема со смещением коллектора и эмиттера от двух отдельных источников питания $Б_э$ и $Б_к$ (рис. 2, *а*) применяется редко. Наибольшее распространение имеет схема по рис. 2, *б*, где смещение на электроды транзистора подано от общего источника питания $Б_п$ с применением делителя напряжения из резисторов $R_{см}$ и $R_б$. Конденсатор $C_б$ можно включать параллельно любому из этих резисторов. При

этом общее сопротивление цепи из конденсатора $C_б$ и включенного параллельно ему резистора должно быть значительно меньше сопротивления нагрузки цепи коллектора при самой низкой частоте, входящей в состав сигнала.

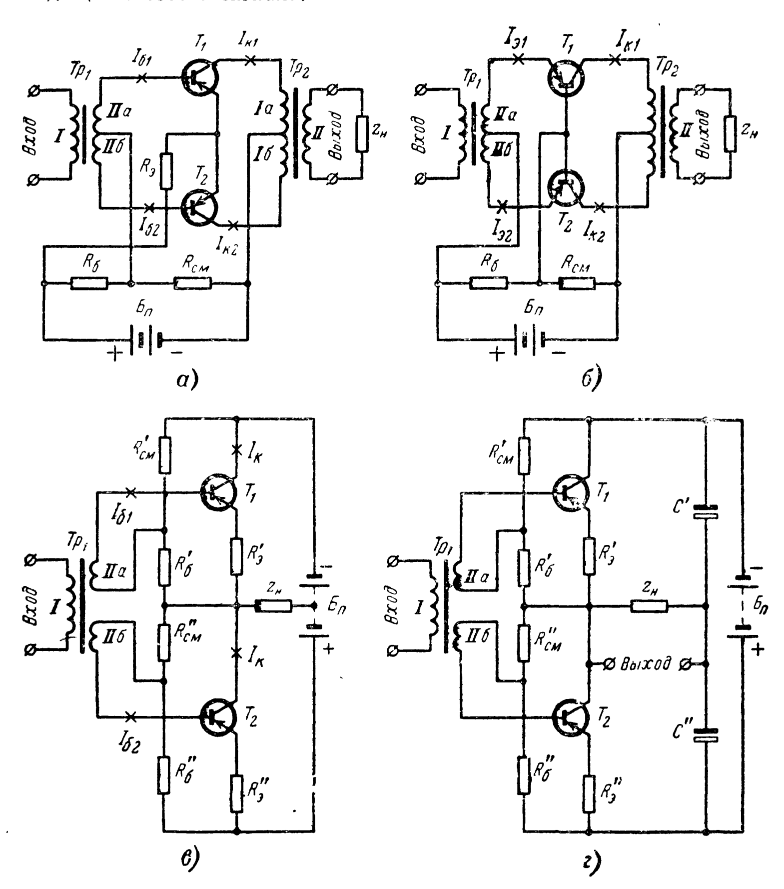


Рис. 4. Основные схемы двухтактных каскадов.

а — транзисторы включены по схеме с ОЭ, питание транзисторов параллельное; *б* — то же при включении транзисторов по схеме с ОБ; *в* — транзисторы включены последовательно по схеме с ОЭ каждый, питание от батареи с выводом от средней точки; *г* — то же питание от батареи без вывода от средней точки.

Схема с общим коллектором (эмиттерный повторитель). Входной сигнал подводится к базе непосредственно, а к коллектору — через источник питания $Б_п$ (рис. 3). Нагрузочный резистор $R_э$ включен между эмиттером и положительным полюсом источника питания. Смещение на базу подается через резистор $R_{см}$.

Двухтактные каскады. В двухтактном каскаде работают два транзистора (или большее четное количество), которые могут быть включены по любой из упомянутых выше схем (ОЭ, ОБ или ОК). По отношению к источнику питания транзисторы могут быть включены параллельно или последовательно. В последнем случае выходной трансформатор не является обязательной деталью схемы. На рис. 4 показаны наиболее распространенные схемы двухтактных транзисторных каскадов. Практические варианты подобных схем даны в следующих разделах Справочника.

Резисторы $R_{см}$, $R_б$ и $R_э$ в схемах на рис. 4 имеют такое же назначение, как и одноименные резисторы на рис. 1, однако в двухтактных схемах резисторы $R_э$ в цепях эмиттеров конденсаторами шунтировать не нужно.

Переменное напряжение сигнала поступает на базы транзисторов T_1 и T_2 в противофазе, поэтому когда коллекторный ток одного из них увеличивается, коллекторный ток другого уменьшается.

Половины вторичной обмотки $II_а$ и $II_б$ трансформатора Tp_1 в схемах на рис. 4, *в* и *г* не должны иметь между собой непосредственного электрического соединения. В этих двух схемах смещение на базы транзисторов подается от общего источника питания при помощи делителя напряжения из четырех резисторов $R'_{см}$, $R'_б$, $R''_{см}$ и $R''_б$. Через нагрузку $z_н$, а в схеме на рис. 4, *г* и через конденсаторы C' и C'' проходит переменный ток с частотой сигнала, в каждый момент времени равный разности коллекторных токов транзисторов T_1 и T_2. Вместе с тем эти конденсаторы преграждают путь постоянному току через громкоговоритель.

1-2. РЕЖИМЫ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРОВ В СХЕМАХ

Режим А. На входной электрод транзистора подано смещение такого знака и величины, что при действии входного сигнала токи в цепях всех его электродов изменяются плавно и отсечки тока не происходит (рис. 5). Форма кривой тока в цепи коллектора не отличается (или мало отличается) от формы кривой входного сигнала, что является условием усиления без нелинейных искажений (с малыми нелинейными искажениями). Этот режим используется в однотактных и двухтактных каскадах усиления ВЧ, ПЧ и НЧ радиоаппаратуры (табл. 2 и 3).

Режим В. Смещение на входной электрод не подается (или имеет малую величину), вследствие чего в отсутствие входного сигнала ток в цепи коллектора близок по величине к нулю — соответствует обратному току коллектора или начальному току транзистора в зависимости от схемы его включения.

При поступлении входного сигнала в цепи коллектора возникают импульсы тока только во время «отпирающих» полупериодов сигнала, т. е. полупериодов одного знака; полупериоды противоположного знака «отсекаются» (рис. 5). При синусоидальном входном сигнале кривая коллекторного тока имеет форму синусоидальных импульсов, длительность каждого из которых равна половине периода колебания ($T/2$). В течение вторых половин периодов через транзистор течет ток очень малой величины ($I_{к.э}$).

Режим АВ. На входной электрод транзистора, работающего в этом режиме, подается смещение такой величины, при которой ток коллектора в отсутствие сигнала больше, чем в режиме В, но

меньше, чем в режиме A. Вследствие этого при малых амплитудах тока сигнала транзистор работает в режиме A (штриховая синусоида на рис. 5), а при больших амплитудах переходит в режим B, т. е. работает с отсечкой коллекторного тока, причем длительность отсечки меньше половины периода. Такой режим применяют преимущественно в двухтактных оконечных каскадах усилителей НЧ.

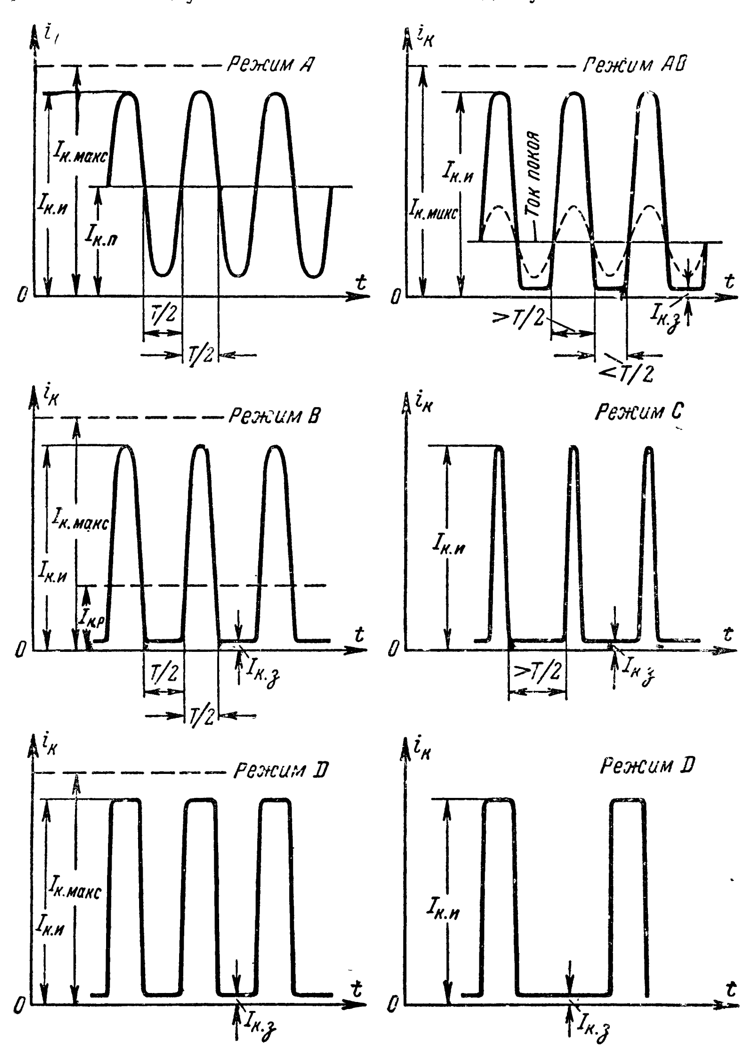


Рис. 5. Кривые изменения коллекторных токов транзисторов, работающих в режимах A, AB, B, C и D.

Таблица 2

Расчет выходных цепей однотактных каскадов в режиме А на низких частотах на заданную $P_{вых}$

Параметры	Формулы	Номер формулы
$U_{к.э.макс}$ не менее	$2{,}2U_п$	(1-1)
$I_{к.макс}$ не менее	$\frac{4{,}4P_{вых}}{(U_п - U_{к.н})\eta_т}$	(1-2)
$P_{т.макс}$ не менее	$\frac{2{,}2P_{вых}}{\eta_т}\left(\frac{U_п}{U_п - U_{к.н}}\right)$	(1-3)
$z_к$	$\frac{(U_п - U_{к.н})^2\eta_т}{2P_{вых}}$	(1-4)
$I_к$	$\frac{U_п - U_{к.н}}{z_к}$	(1-5)
n	$\sqrt{\frac{z_н}{z_к\eta_т}}$	(1-6)
$\eta_к$ менее	$0{,}5\eta_т$	(1-7)

Режим С. Отличается от режима В тем, что отсечка коллекторного тока имеет длительность более половины периода. Используется этот режим в генераторах колебаний.

Режим переключения (ключевой режим, режим D). Так называют режим транзистора, когда его применяют в качестве переключателя («ключа) — элемента схемы, замыкающего и размыкающего какую-либо электрическую цепь под действием внешних управляющих сигналов. При этом транзистор обычно включают по схеме с ОЭ, т. е. управляющим электродом является база.

В этом режиме транзисторы используются в устройствах автоматического управления.

Работая в режиме переключения, транзистор может находиться в одном из следующих состояний:

1. «Отперт» («включен») — в цепи коллектора течет значительный ток, напряжение между коллектором и эмиттером невелико (состояние насыщения), бо́льшая часть напряжения источника питания падает на нагрузке, включенной в цепь коллектора.

2. «Заперт» («выключен» — состояние отсечки тока) вследствие действия «запирающего» смещения на входном электроде; ток в цепи коллектора при этом очень мал по сравнению с током в «отпертом» транзисторе, напряжение коллектор — эмиттер почти равно напряжению источника питания, напряжение на нагрузке близко к нулю.

Когда транзистор работает в режиме переключения, переходные процессы в нем играют существенно бо́льшую роль, чем в случае усиления НЧ сигналов, образуемых непрерывно и плавно изменяющимися напряжениями (токами).

Таблица 3

Расчет выходных цепей двухтактных каскадов на низких частотах на заданную мощность $P_{вых}$

Параметры	Формулы для каскадов с последовательным питанием транзисторов		Номер формулы
	Режим А	Режим В, АВ	
$U_{к.э.макс}$ не менее	$2{,}2U_п$	$2{,}2U_п$	(1-8а)
$I_{к.макс}$ не менее	$\frac{2{,}2P_{вых}}{\eta_т(U_п - U_{к.н})}$	$\frac{2{,}2P_{вых}}{\eta_т(U_п - U_{к.н})}$	(1-9а)*
$P_{т.макс}$ не менее	$\frac{1{,}1P_{вых}U_п}{\eta_т(U_п - U_{к.н})}$	$\frac{0{,}25P_{вых}}{\eta_т}$	(1-10а)
$I_{к.к}$	$\frac{2P_{вых}}{\eta_т(U_п - U_{к.н})}$	$\frac{1{,}3P_{вых}}{\eta_т(U_п - U_{к.н})}$	(1-11а)**
$z_{к.к}$	$\frac{4\eta_т(U_п - U_{к.н})^2}{P_{вых}} - 4R_э$	$\frac{2\eta_т(U_п - U_{к.н})^2}{P_{вых}} - 4R_э$	(1-12)
$\eta_к$ менее	$0{,}5\eta_т$	$0{,}78m\eta_т$	(1-13а)***
n	$\sqrt{\frac{z_н}{\eta_т z_{к.к}}}$	$\sqrt{\frac{z_н}{\eta_т z_{к.к}}}$	(1-14)
	Формулы для каскадов с последовательным питанием транзисторов		
$U_{к.э.макс}$ не менее	$1{,}1U_п$	$1{,}1U_п$	(1-8б)
$I_{к.макс}$ не менее	$\frac{4{,}4P_{вых}}{U_п - 2U_{к.н}}$	$\frac{4{,}4P_{вых}}{U_п - 2U_{к.н}}$	(1-9б)*
$P_{т.макс}$ не менее	$\frac{1{,}1P_{вых}U_п}{U_п - 2U_{к.н}}$	$0{,}25P_{вых}$	(1-10б)
$I_{к.к}$	$\frac{2P_{вых}}{U_п - 2U_{к.н}}$	$\frac{1{,}3P_{вых}}{U_п - 2U_{к.н}}$	(1-11б)**
$z_н$	$\frac{(U_п - 2U_{к.н})^2}{8P_{вых}}$	$\frac{(U_п - 2U_{к.н})^2}{8P_{вых}}$	(1-15)
$\eta_к$ менее	0,5	$0{,}78m$	(1-13б)***

* При расчете каскада в режиме В или АВ можно принимать величину $I_{к.макс}$, допускаемую ТУ для импульсного режима.

** При работе в режиме В или АВ — при максимальной выходной мощности.

*** m — отношение величины тока или напряжения на нагрузке к величине тока или напряжения на нагрузке при максимальной отдаваемой мощности.

Отпирание транзистора. Если фронт «отпирающего» сигнала на управляющем электроде будет идеально крутым, то фронт выходного сигнала будет более-менее пологим, так как нарастание тока коллектора отстает от изменения управляющего тока. Это явление определяется тем, что проникающие одновременно из эмиттера в область базы неосновные носители тока (дырки в транзисторе структуры *p-n-p*) из-за различия в скоростях их диффузионного движения достигают коллектора в разное время, часть их как бы запаздывает.

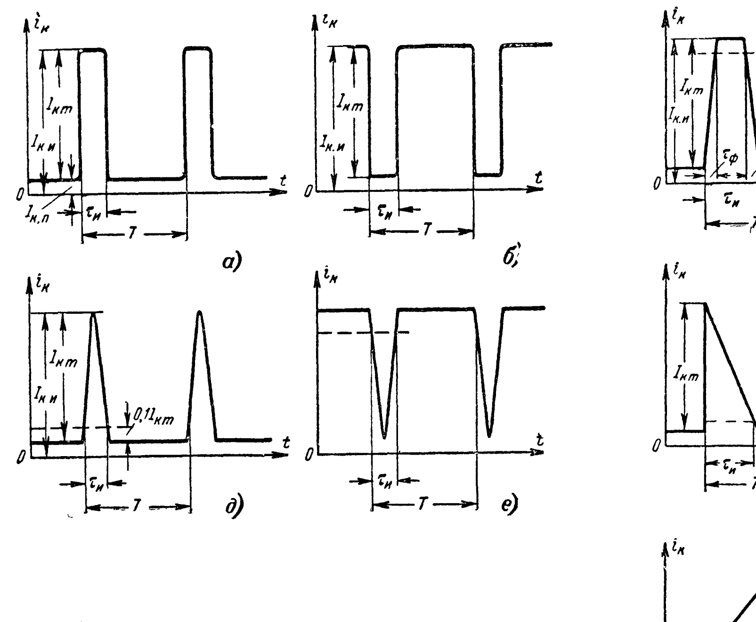
Процессы при запирании транзистора. После прекращения «отпирающего» сигнала (и даже если немедленно вслед за этим на управляющий электрод поступит запирающий сигнал обратной полярности) ток в цепи коллектора мгновенно не прекращается; при этом процесс «запирания» транзистора существенно длительнее процесса его «отпирания». Последнее объясняется следующими причинами. Когда транзистор находится в состоянии «отперт», т. е. величина напряжения на его коллекторном переходе близка к нулю, коллектор не только теряет способность втягивать из области базы инжектированные эмиттером неосновные носители тока, но и сам инжектирует в область базы неосновные носители. В результате в области базы транзистора, находящегося в состоянии насыщения, происходит накапливание неосновных носителей. После прекращения действия отпирающего сигнала (или при поступлении на управляющий электрод запирающего сигнала) требуется некоторое время для того, чтобы накопившиеся в области базы неосновные носители рассосались настолько, чтобы на коллекторном переходе восстановилось отрицательное напряжение. Только после этого неосновные носители тока начнут двигаться к коллектору, и транзистор начнет переходить в состояние «заперт».

Время рассасывания неосновных носителей в сплавных транзисторах малой мощности примерно 1 *мксек*, а в мощных транзисторах достигает десятков микросекунд. Вследствие различия в скоростях диффузионного движения неосновных носителей процесс запирания транзистора еще более удлиняется, однако по сравнению со временем рассасывания этим удлинением практически можно пренебречь.

Описанные переходные процессы в транзисторе заканчиваются тем быстрее, чем выше его граничная частота, т. е. чем тоньше область базы.

Рассеиваемая мощность. В течение отрезков времени, когда транзистор переходит из состояния «заперт» в состояние «отперт» и обратно, на его коллекторном переходе кратковременно рассеивается мощность, значительно превышающая по величине мощность, рассеиваемую в состоянии «отперт» (большой ток коллектора $I_{К}$, но малое напряжение между коллектором и эмиттером в режиме насыщения $U_{К.Н}$), либо в состоянии «заперт» (относительно большое напряжение на коллекторном переходе, но малый ток $I_{К.З}$). Рассеиваемая во время переходных процессов мощность может вызвать хотя и непродолжительные, но весьма значительные перегревы коллекторного перехода, способные привести к повреждению транзистора. Это обстоятельство учитывают при разработке транзисторов, предназначаемых для работы в режиме переключения, а также переключающих схем на транзисторах.

Импульсный режим. Он характеризуется тем, что ток в цепи коллектора транзистора увеличивается или уменьшается от дей-



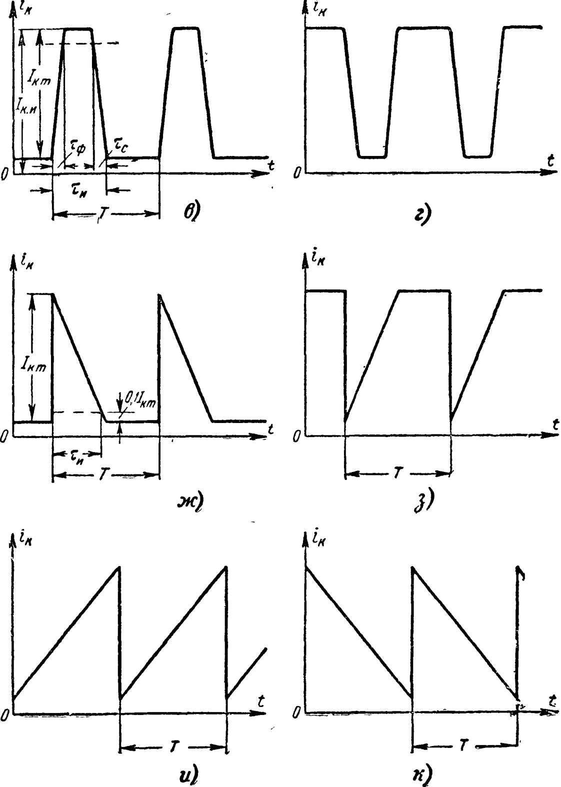


Рис. 6. Примеры кривых изменения коллекторных токов транзисторов, работающих в импульсном режиме (*а—з*) и в режиме усиления несинусоидальных колебаний (*и*, *к*).

Таблица 4

Расчет выходных цепей каскадов, работающих в импульсном режиме и при несинусоидальных токах

Параметры	Формулы для каскадов с безындукционной нагрузкой в цепи коллектора	Номер формулы
$U_п$ не более	$0{,}8\,U_{к.б.макс}$	(1-16а)*
$I_{к.и}$ не болеее	$0{,}9\,I_{к.макс}$	(1-17а)
$P_{т.макс}$ не менее	$1{,}2\left[U_п I_{к.п} \pm k_1 I_{кm}(U_п - 2U_{к.п})\frac{\tau_и}{T} - k_2 I^2_{кm} R_к \frac{\tau_и}{T}\right]$	(1-18а)**
$P_н$	$k_2 I^2_{кm} R_к \frac{\tau_и}{T}$	(1-19а)
	Формулы для каскадов с безындукционной нагрузкой, включенной через трансформатор	
$U_п$ не более	$0{,}4\,U_{к.б.макс}$	(1-16б)
$I_{к.и}$ не более	$0{,}9\,I_{к.макс}$	(1-17б)
$P_{т.макс}$ не менее	$1{,}2\left[U_п I_{к.п} \pm k_1 I_{кm}(2I_{к.п} z_к - U_п) \times \frac{\tau_и}{T} - k_2 I^2_{кm} z_к \left(1 + \frac{I_{к.п} z_к}{U_п}\right)\frac{\tau_и}{T}\right]$	(1-18б)**
$P_и$	$k_2 \eta_т I^2_{кm} z_к \left(1 + \frac{I_{к.п} z_к}{U_п}\right)\frac{\tau_и}{T}$	(1-19б)

Значения коэффициентов в формулах

Форма импульса	k_1	k_2
Идеально прямоугольный (рис. 6, *а* и *б*)	1	1
Трапецеидальный (рис. 6, *в* и *г*)	$1 - \frac{\tau_с}{\tau_и}$	$1 - \frac{3\tau_с + \tau_ф}{3\tau_и}$
Треугольный или пилообразный (рис. 6, *д* — *з*)	0,5	0,33
Полусинусоидальный ($\tau_и = T/2$)	0,63	0,5

* При непосредственном включении в цепь коллектора нагрузки с индуктивной составляющей допустимую величину напряжения источника питания определяют по формуле (1-16б).

** Если при действии управляющего импульса ток коллектора увеличивается (рис. 6, *а* *в*, *д*, *ж*), то $I_{кm} = I_{к.и} - I_{к.п}$; если ток уменьшается, то во избежание отсечки тока, искажающей импульс, необходимо выполнение условия $I_{кm} < I_{к.и}$.

Знак плюс перед вторым членом принимают, если от действия управляющего импульса ток коллектора увеличивается, и знак минус — если уменьшается.

ствия периодической последовательности видеоимпульсов, поступающих в цепь его управляющего электрода. Чаще всего транзистор при этом включают по схеме с ОЭ, и, следовательно, управляющим электродом является база. При этом в цепи коллектора получаются импульсы тока такой же периодической последовательности, как и в цепи управляющего электрода (рис. 6, *а—з*). По сравнению с входными (управляющими) импульсы в цепи коллектора имеют более пологий фронт и более длительный спад; это вызывается различием в скоростях диффузионного движения неосновных носителей тока в транзисторе. Если от действия управляющего импульса транзистор входит в состояние насыщения, то время спада импульса в коллекторной цепи еще больше удлиняется вследствие накопления неосновных носителей тока в области базы; при этом во время переходных процессов рассеиваемая на коллекторном переходе мощность может достигать опасной величины (как и в случае режима переключения). При наличии нагрузки индуктивного характера импульс дополнительно искажается вследствие действия э. д. с. самоиндукции.

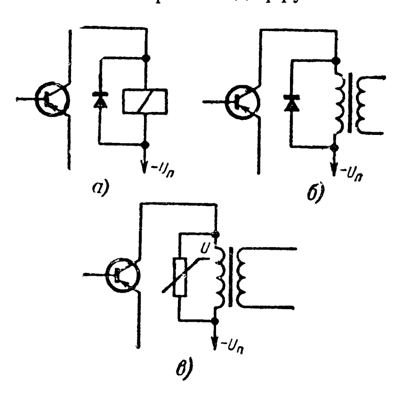


Рис. 7. Схемы защиты транзисторов от пробоя при индуктивной нагрузке в их коллекторных цепях.

Формулы для расчета коллекторных цепей транзисторных каскадов, работающих в импульсных режимах, приведены в табл. 4. Этими же формулами можно пользоваться и для расчета каскадов с несинусоидальными токами в цепях электродов транзисторов (рис. 6, *и*, *к*); в последнем случае принимают $\tau_и = T$.

Защита транзисторов от перенапряжений. Если в коллекторную цепь транзистора, используемого в качестве переключателя или в импульсном режиме, включена обмотка электромагнитного реле, обмотка трансформатора, дроссель или иная нагрузка, имеющая индуктивную составляющую, то нарастание тока в цепи дополнительно замедляется действием э. д. с. самоиндукции. Когда же ток коллектора резко уменьшается, на такой нагрузке могут возникнуть значительные импульсы напряжения, способные пробить транзистор.

Эффективным способом защиты транзистора от перегрузок по напряжению является включение параллельно индуктивной нагрузке демпфирующего диода. В случае транзистора структуры *p-n-p* диод нужно включать так, чтобы его пропускное напряжение было от минуса источника питания к коллектору (рис. 7, *а*, *б*).

Вследствие нелинейности вольт-амперной характеристики диода при возникновении на нагрузке значительной э. д. с. самоиндукции сопротивление диода резко уменьшается, на нем поглощается большая часть энергии и в результате напряжение в коллекторной цепи транзистора ограничивается. Диод выбирают с такими параметрами,

чтобы его шунтирующим действием при относительно низких напряжениях можно было бы пренебречь. Иногда последовательно с диодом включают непроволочный резистор.

Для ограничения импульсов напряжения параллельно индуктивной нагрузке включают также варистор (рис. 7, *в*). В частности с их помощью ограничивают импульсы напряжения обратного хода в коллекторных цепях выходных каскадов кадровых разверток телевизоров. Для относительно низкого напряжения, действующего во время прямого хода кадровой развертки, сопротивление варистора чрезвычайно велико и поэтому его шунтирующим действием на трансформатор можно пренебречь. Под воздействием импульса обратного хода сопротивление варистора резко понижается, он поглощает большую часть энергии импульса и тем самым напряжение последнего ограничивается.

1-3. ТЕМПЕРАТУРНАЯ СТАБИЛЬНОСТЬ ТРАНЗИСТОРНЫХ СХЕМ

Влияние температуры. При расчете и конструировании аппаратуры с транзисторами и полупроводниковыми диодами необходимо учитывать, что параметры отдельных образцов этих приборов даже одного и того же типа существенно различны и, кроме того, в значительной мере и по-разному изменяются при изменениях температуры.

На работу транзисторной схемы существенно влияют изменения постоянной составляющей тока коллектора $I_к$, так как эти изменения вызывают изменение коэффициента усиления и входного сопротивления транзистора. Вместе с тем при увеличении тока $I_к$ возрастает падение напряжения на сопротивлении нагрузки в цепи коллектора и, следовательно, уменьшается напряжение коллектор-эмиттер $U_{к.э}$. Если оно станет меньше допустимого (для большинства германиевых транзисторов $U_{к.н} \approx 0{,}5$ *в*), то рабочая точка перейдет в нелинейную область коллекторных характеристик и возрастут нелинейные искажения.

Большое повышение температуры вызывает недопустимый перегрев электронно-дырочных переходов транзисторов, что может привести к выходу последних из строя.

Постоянная составляющая тока коллектора $I_к$ зависит от тока смещения базы $I_б$, существенной компонентой которого является обратный ток коллекторного перехода $I_{к0}$. Величина этого тока мало зависит от напряжения на коллекторе, однако сильно различается у транзисторов даже одного и того же типа; вместе с тем величина $I_{к0}$ при изменении температуры коллекторного перехода изменяется по экспоненциальному закону: при повышении температуры на каждые 10 *град* ток $I_{к0}$ германиевого транзистора увеличивается примерно в 1,5—2 раза, а кремниевого — в 2,5—3 раза.

Увеличение обратного тока $I_{к0}$ с ростом температуры ведет к возрастанию величины постоянной составляющей тока коллектора $I_к$. При этом изменение последней не превышает величины изменения обратного тока $\delta I_к \approx \delta I_{к0}$ только в таких схемах, где входной электрод транзистора получает смещение от отдельного источника питания и сопротивление в цепи базы мало (рис. 1, *б* и 2, *а*). Во всех других схемах, приведенных на рис. 1—3, изменение постоянной составляющей тока коллектора может значительно превышать изменение обратного тока $\delta I_{к0}$, а это может оказать весьма существенное влияние на работу транзисторного каскада.

Коэффициент нестабильности. Влияние температуры на режим работы транзисторного каскада оценивают с помощью так называемого коэффициента нестабильности $S_н$, который представляет собой отношение допустимого изменения тока коллектора $\delta I_к$ к вызвавшему его изменению обратного тока коллекторного перехода $\delta I_{к0}$, т. е.

$$S_н = \frac{\delta I_к}{\delta I_{к0}} . \tag{1-20}$$

Чем меньше $S_н$, тем слабее влияют на режим работы каскада колебания температуры. В соответствии со сказанным выше коэффициент нестабильности зависит от схемы подачи смещения на управляющий электрод транзистора: для схем с двумя источниками питания при малом сопротивлении в цепи этого электрода $S_н \approx 1$, а для всех других схем $S_н > 1$.

Иметь приемлемую в эксплуатации температурную стабильность тока коллектора в схеме с одним источником питания, т. е. получить достаточно малую величину $S_н$, можно только при условии технически грамотного построения такой схемы. Удовлетворительную стабильность режима работы схемы ОЭ можно получить, включая в цепь эмиттера транзистора резистор $R_э$ и подавая смещение на базу с делителя напряжения из резисторов $R_{см}$ и $R_б$ (рис. 1, *в* и *г*).

Принципы улучшения температурной стабильности. Стабилизация тока коллектора в схемах по рис. 1, *в* и *г* достигается действием отрицательной обратной связи по постоянному току, сущность которой заключается в следующем. Резисторы $R_б$ и $R_э$ можно рассматривать как включенные последовательно между базой и эмиттером. Падение напряжения на резисторе $R_б$ от проходящего по нему тока делителя создает на эмиттерном переходе прямое смещение. Вместе с тем падение напряжения на резисторе $R_э$, возникающее вследствие прохождения по нему тока эмиттера, создает на эмиттерном переходе обратное смещение. Результирующее смещение на эмиттерном переходе получается прямым и равным разности напряжений на резисторах $R_б$ и $R_э$.

При увеличении тока коллектора (следовательно, и тока эмиттера) вследствие повышения температуры падение напряжения на резисторе $R_э$ увеличивается, прямое смещение на эмиттерном переходе становится меньше, а это ведет к уменьшению тока коллектора: имеет место действие, обратное действию температуры, схема стремится возвратиться в исходное состояние.

В схемах по рис. 1, *д* и *е* механизм действия отрицательной обратной связи по постоянному току иной: при увеличении коллекторного тока постоянная составляющая напряжения на нагрузочном резисторе в цепи коллектора возрастает и напряжение между коллектором и эмиттером уменьшается. Так как коллектор соединен с базой через резистор $R_{см}$, то одновременно снижается напряжение между базой и эмиттером, т. е. прямое смещение на эмиттерном переходе. Последнее вызывает уменьшение коллекторного тока. При понижении температуры наблюдаются обратные явления. Последние две схемы, особенно схема по рис. 1, *е*, в отношении температурной стабильности значительно хуже, чем схемы на рис. 1, *в* и *г*.

Расчет каскадов. Пользуясь формулами табл. 5, можно рассчитать цепи питания транзисторных каскадов с заданными коэффициентами нестабильности $S_н$, а также определить значения $S_н$ таких каскадов с известными сопротивлениями резисторов (на схемах в

Таблица 5

Расчет цепей смещения транзисторных каскадов

Параметры	Основные соотношения				Номер формулы
	$U_{к.н} < U_{к.э} < 0{,}5U_{к.э.макс}$				(1-21)
	$I_{к0} \ll I_к < 0{,}4I_{к.макс}$				(1-22)
	А	Б	В	Г	
$S_н$	$\sim B_{ст}$	$\dfrac{R_{см}}{\dfrac{R_{см}}{B_{ст}} + R_к} + 1$	$\dfrac{R_{см}}{\dfrac{R_{см}}{B_{ст}} + R_э} + 1$	$\dfrac{R_{см}}{\dfrac{R_{см}}{B_{ст}} + R_к + R_э} + 1$	(1-23)

Продолжение табл. 5

Параметры	Основные соотношения				Номер формулы
$R_э$	—	—	$\dfrac{U_п - U_{к.э}}{I_к}$	$\dfrac{U_п - U_{к.э} - I_к R_к}{I_к}$	(1-24)
$R_{см}$	$\dfrac{U_п B_{ст}}{I_к}$	$\dfrac{(U_п - I_к R_к) B_{ст}}{I_к}$	$\dfrac{(U_п - I_к R_э) B_{ст}}{I_к}$	$\dfrac{(U_п - U_{к.э})(S_н - 1)}{I_к\left(1 - \dfrac{S_н}{B_{ст}}\right)}$	(1-25)
	Д	Е	Ж	И	

Продолжение табл. 5

Параметры	Основные соотношения		Номер формулы
$S_н$	$\dfrac{R_{см} R_б}{\dfrac{R_{см} R_б}{B_{ст}} + R_э (R_{см} + R_б)} + 1$	$\dfrac{R_{см} R_б}{\dfrac{R_{см} R_б}{B_{ст}} + R_э (R_{см} + R_б) + R_к (R_б + R_э)} + 1$	(1-26а)
$S_н$	$\sim \dfrac{R_{см} R_б}{R_э (R_{см} + R_б)} + 1$	$\sim \dfrac{R_{см} R_б}{R_э (R_{см} + R_б) + R_к (R_б + R_э)} + 1$	(1-26б)
$R_э$	$\dfrac{U_п - U_{к.э} - I_к R_к}{I_к}$ | $\dfrac{U_п - U_{к.э}}{I_к}$	$\dfrac{U_п - U_{к.э} - I_к R_к}{I_к}$ | $\dfrac{U_п - U_{к.э} - I_к (R_к + R_{к1})}{I_к}$	(1-27)
$R_{см}$	$\dfrac{U_п (S_н - 1)}{I_к}$	$\dfrac{(U_п - I_к R_к)(S_н - 1)}{I_к}$	(1-28)
$R_б$	$\dfrac{R_э R_{см} (S_н - 1)}{R_{см}\left(1 - \dfrac{S_н}{B_{ст}}\right) - R_э (S_н - 1)}$	$\dfrac{R_э (R_{см} + R_к)(S_н - 1)}{R_{см}\left(1 - \dfrac{S_н}{B_{ст}}\right) - (R_э + R_к)(S_н - 1)}$	(1-29а)
$R_б$	$\sim \dfrac{R_э R_{см} (S_н - 1)}{R_{см} - R_э (S_н - 1)}$	$\sim \dfrac{R_э (R_{см} + R_к)(S_н - 1)}{R_{см} - (R_э + R_к)(S_н - 1)}$	(1-29б)

табл. 5 конденсаторы, шунтирующие резисторы в цепях эмиттеров, и конденсаторы развязывающих цепей не показаны).

Из формул (1-26) непосредственно следует, что коэффициенты нестабильности $S_н$ каскадов по наиболее распространенным схемам *Д* и *Е* (соответствуют схемам рис. 1, *в* и *г*) при увеличении сопротивления резистора $R_э$ в цепи эмиттера и при уменьшении сопротивлений резисторов $R_б$ и $R_{см}$ в делителе напряжения уменьшаются, т. е. стабильность тока коллектора $I_к$ улучшается. Поэтому сопротивление резистора $R_э$ целесообразно выбирать возможно большим (не допуская снижения напряжения $U_{к.э}$ до величины $U_{к.н}$). При этом приходится увеличивать и сопротивления резисторов $R_{см}$ и $R_б$, что ведет к уменьшению потребления тока делителем напряжения и к увеличению входного сопротивления каскада при резистивно-емкостной связи его с предыдущим каскадом (рис. 1, *в*).

Если питание транзисторного каскада осуществляется через индивидуальный развязывающий *RC*-фильтр, включенный между отрицательным полюсом источника питания и резистором или катушкой индуктивности в цепи коллектора (транзистор структуры *p-n-p*, «заземлен» положительный полюс источника питания), то при расчете коэффициента нестабильности следует пользоваться формулами (1-26) для схем *Ж* и *И* в табл. 5, принимая величину $R_к$ за сопротивление резистора упомянутого фильтра. Когда же, как показано на схеме *Ж*, включен резистор междукаскадной связи, то в формулу (1-26) следует подставлять значение $R_к$, равное сумме сопротивлений резисторов связи и фильтра. Если же резистором междукаскадной связи является резистор $R_{к1}$ (схема *И*), то при расчете его сопротивление во внимание не принимают.

В тех же случаях, когда с корпусом аппарата соединен отрицательный полюс источника питания и каскад имеет индивидуальный развязывающий *RC*-фильтр в цепи положительного полюса источника питания, то при расчете коэффициента нестабильности сопротивление резистора этого фильтра добавляют к сопротивлению $R_э$.

Если из схемы каскада исключить резисторы $R_б$ и $R_э$, соединив при этом резистор $R_{см}$ непосредственно с отрицательным полюсом источника питания, а вывод эмиттера транзистора непосредственно с его положительным полюсом (схема *А* в табл. 5), то температурная стабильность каскада будет очень низкой ($S_н \approx B_{ст} \approx \beta_0$).

К тому же в схемах *А* и *Б* приходится к каждому данному экземпляру транзистора индивидуально подбирать сопротивление резистора $R_{см}$.

На выбор величины $S_н$ влияет диапазон температур, в пределах которых должно работать данное транзисторное устройство. При расчете каскадов на германиевых транзисторах на максимальную рабочую температуру до 60° С можно задаваться величиной $S_н \leqslant 3 \div 5$; при бо́льших величинах коэффициента нестабильности аппаратура пригодна для эксплуатации только в «нормальных» условиях, т. е. при температуре, не превышающей 25—30° С.

В формулы (1-23), (1-25), (1-26) и (1-29) для каскадов по схемам *В* — *И* следует подставлять максимальное значение статического коэффициента передачи тока $B_{ст}$ для транзисторов примененного типа; тогда при любом меньшем фактическом значении $B_{ст}$ величина $S_н$ будет меньше полученной расчетом, т. е. температурная стабильность каскада будет выше.

Если значение $B_{ст}$ для транзисторов данного типа не регламентируется, то можно принимать $B_{ст} \approx \beta_0 \approx h_{21э}$.

Упрощенными формулами (1-26б) и (1-29б) можно пользоваться, когда $B_{ст} > 30 \div 40$.

Пример. Определить коэффициент температурной нестабильности усилительного каскада по схеме на рис. 1, *г* (схема *E* в табл. 5) с транзистором МП41 ($B_{ст} \approx \beta_0 = 30 \div 60$) со следующими сопротивлениями резисторов: $R_б = 22$ *ком*, $R_{см} = 5{,}1$ *ком*, $R_э = 2{,}4$ *ком*.

Пользуясь соответствующей этой схеме формулой (1-26б), находим:

$$S_н = \frac{5{,}1 \cdot 22}{2{,}4 \cdot (5{,}1 + 22)} = 2{,}7.$$

Стабильность и экономичность. При уменьшении сопротивлений резисторов $R_{см}$ и $R_б$ вместе с улучшением стабильности неизбежно возрастает ток делителя $I_д$, а в схеме на рис. 1, *в*, кроме того, снижается входное сопротивление каскада, так как вход его сильнее шунтируется этими резисторами.

Увеличение расхода тока ухудшает экономичность транзисторного устройства, что является нежелательным, как и снижение входного сопротивления. Поэтому при конструировании транзисторных устройств принимают компромиссные решения, учитывая требования к температурной стабильности режимов и к экономичности.

Важно здесь отметить, что каскад с хорошей температурной стабильностью не критичен к разбросу параметров транзисторов, т. е. в таком каскаде можно применить любой экземпляр транзистора соответствующего типа без подбора режима.

Температурная стабилизация с применением терморезистора. Включение в цепь эмиттера стабилизирующего резистора со сколь-либо значительным сопротивлением может оказаться нежелательным, если на этом резисторе будет теряться относительно большое напряжение и большая мощность. Последнее имеет место, например, в оконечных каскадах УНЧ и в импульсных схемах (например, в каскадах блоков разверток телевизоров). В этих случаях требуемую температурную стабилизацию режима транзистора можно получить без резистора в цепи эмиттера, если ввести в схему делителя напряжения цепи базы нелинейный элемент с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления (ТКС), например терморезистор ($R_т$ на рис. 8, *а*).

Стабилизация коллекторного тока $I_к$ в такой схеме основана на следующем.

1. Можно сохранить постоянство величины $I_к$, если при повышении (понижении) температуры будет уменьшаться (увеличиваться) прямое смещение эмиттерного перехода транзистора; коллекторные токи германиевых транзисторов практически не изменяются при условии, если смещение на эмиттерном переходе изменяется на величину $D_t = (0{,}002 \div 0{,}003)$ *в/град*.

2. Сопротивление терморезистора уменьшается с увеличением температуры, что соответствует отрицательному значению температурного коэффициента сопротивления α_t. Вследствие этого при включении терморезистора в делитель напряжения согласно рис. 8, *а* падение напряжения на терморезисторе, а значит, и прямое смещение эмиттерного перехода $U_{б.э}$ при увеличении температуры будет уменьшаться и наоборот.

Наилучшая температурная стабильность режима транзистора каскада достигается при определенных сопротивлениях терморезистора и каждого из резисторов в делителе напряжения.

Наиболее подходящими терморезисторами для указанной цели являются малоомные медно-марганцовые типов ММТ-9, ММТ-13 и медно-кобальто-марганцовые типа СТ3-17.

Принимая номинальное сопротивление терморезистора $R_т$ (т. е. его сопротивление при температуре 20° С) близким к входному сопротивлению каскада, расчет делителя ведут по нижеследующим формулам:

$$R_б = \frac{R_т D_t}{-0,9\alpha_t U_{б.э} - D_t};\tag{1-30}$$

$$R_{см} = \frac{R_т R_б \; (U_п - U_{б.э})}{(R_т + R_б) \; U_{б.э}}.\tag{1-31}$$

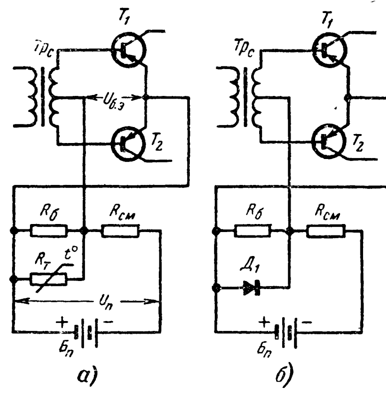


Рис. 8. Схемы термостабилизации режима транзисторного каскада с помощью нелинейных элементов с отрицательным ТКС.

Полученные расчетом сопротивления резисторов $R_б$ и $R_{см}$ округляют до ближайших больших или меньших стандартных номинальных величин. Заметим, что полной стабильности коллекторного тока схема с терморезистором не обеспечивает, так как фактические сопротивления резисторов и терморезисторов отличаются от номинальных; ТКС последних зависит от температуры и к тому же имеет разброс от образца к образцу терморезисторов одного и того же типономинала.

Пример. Рассчитать делитель напряжения цепи базы транзисторного оконечного каскада, работающего в режиме АВ. Задано: напряжение питающей батареи $U_п = 9$ *в*, напряжение смещения базы в рабочей точке $U_{б.э} = 0{,}11$ *в*, входное сопротивление транзистора около 150 *ом*. Принимаем $D_t = 0{,}0025$ *в/град*. Выбираем терморезистор типа ММТ-13 с номинальным сопротивлением 150 *ом*, для которого среднее значение $\alpha_t = -0{,}037/1$ *град*.

Тогда по формулам (1-30) и (1-31) находим:

$$R_б = \frac{150 \cdot 0,0025}{-0,9(-0,037)0,11 - 0,0025} = 315 \text{ ом}.$$

Принимаем стандартную номинальную величину 330 *ом*.

$$R_{см} = \frac{150 \cdot 330\,(9 - 0,11)}{(150 + 330)\,0,11} = 8\,350 \text{ ом}.$$

Принимаем стандартную номинальную величину 8,2 *ком*.

Температурная стабилизация с применением полупроводникового диода. Вместо терморезистора в делитель напряжения цепи базы можно включить в пропускной полярности полупроводниковый диод, например любого типа из серии Д7 (рис. 8, *б*).

При этом термостабилизация получается потому, что прямое сопротивление диода, так же как и терморезистора, с повышением температуры уменьшается.

Стабилизация двухкаскадных схем. В усилительных схемах с непосредственной связью между каскадами (т. е. без применения трансформаторов и конденсаторов связи) можно получить очень

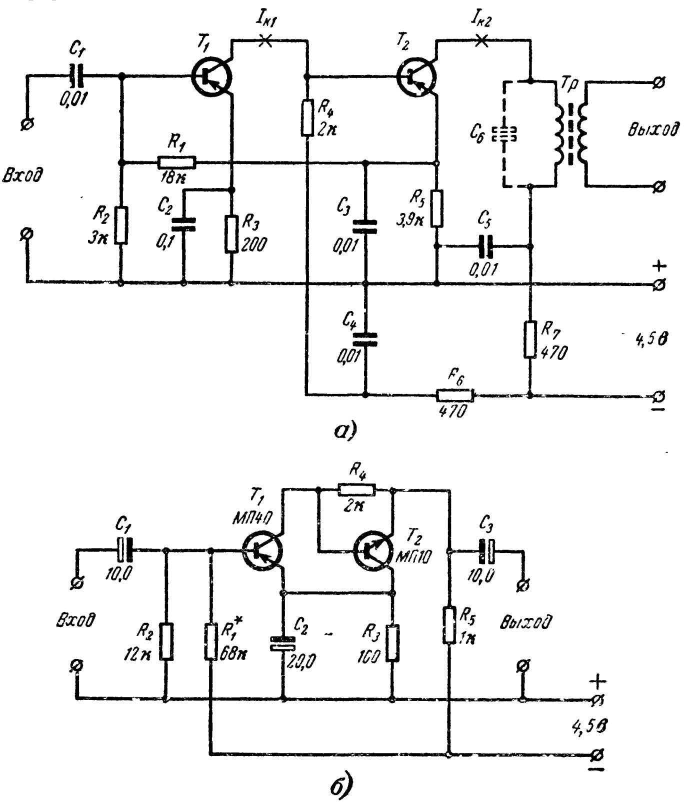


Рис. 9. Примеры схем двухкаскадных усилителей, стабилизированных обратной связью по постоянному току.

высокую стабильность режима, применяя отрицательную обратную связь по постоянному току на предыдущий каскад с одного из последующих.

Двухкаскадная схема с одной обратной связью. На рис. 9, *а* дана одна из таких схем усилителя ВЧ или ПЧ на транзисторах П423 с отрицательной обратной связью по постоянному току из цепи эмиттера второго каскада в цепь базы первого каскада.

Здесь смещение на базу транзистора T_1 первого каскада подается с резистора R_5 в цепи эмиттера транзистора T_2 второго каскада через делитель напряжения из резисторов R_1 и R_2.

При повышении (понижении) температуры токи коллекторов обоих транзисторов увеличиваются (уменьшаются). Рост (уменьшение) коллекторного тока транзистора T_1 приводит к снижению (повышению) отрицательного напряжения на его коллекторе и соединенной с ним базе транзистора T_2. Вследствие этого ток эмиттерного перехода последнего уменьшается (увеличивается). А это ведет к уменьшению (увеличению) коллекторного тока транзистора T_2, т. е. имеет место обратное действие вследствие изменения температуры. В результате ток коллектора этого транзистора изменяется меньше чем в случае, если бы не было непосредственного соединения его базы с коллектором транзистора T_1. Остаточное изменение тока через транзистор T_2 является причиной изменения падения напряжения $U_э$ на резисторе R_5. Так как база транзистора T_1 соединена с последним через резистор R_1, то увеличение (уменьшение) этого напряжения ведет к увеличению (уменьшению) прямого смещения на эмиттерном переходе транзистора T_1 и его тока коллектора. Таким образом компенсируются изменения режимов обоих транзисторов; они заметно не изменяются в интервале температур от —20 до +60° С.

Двухкаскадный усилитель на транзисторах различной структуры. В двухкаскадном УНЧ на транзисторах различной структуры — T_1 *p-n-p* и T_2*n-p-n* (рис. 9, *б*) изменение коллекторных токов транзисторов ведет к изменению падения напряжения на резисторе R_3 и, следовательно, к изменению смещения на эмиттерном переходе транзистора T_1 и его тока коллектора. Это изменение происходит в таком направлении, что режим усилителя стремится возвратиться в исходное положение.

Помимо высокой температурной стабильности усилителей с непосредственной междукаскадной связью важным достоинством их является то, что в них возможно применение транзисторов с большим разбросом параметров и их легко налаживать.

1-4. СОСТАВНОЙ ТРАНЗИСТОР

Составным транзистором называют два транзистора, соединенные между собой, как показано на рис. 10. Базой составного транзистора является вывод базы транзистора T', эмиттером — вывод эмиттера транзистора T'', а коллектором — соединенные вместе выводы коллекторов того и другого транзисторов. Составной транзистор эквивалентен транзистору с новыми параметрами. Аналога в схемах с электронными лампами он не имеет.

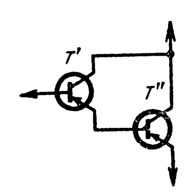


Рис. 10. Составной транзистор.

Ток эмиттера транзистора T' (его иногда называют согласующим) проходит через вывод базы и эмиттерный переход транзистора T'', т. е. ток эмиттера первого является одновременно током базы второго транзистора. Коллекторный ток составного транзистора является суммой коллекторных токов обоих транзисторов, причем коллекторный ток транзистора T'' в этой сумме является преобладающим. Ток эмиттера составного транзистора соответствует току эмиттера транзистора T''. Оба транзистора могут быть одного типа, либо транзистор T'' может быть относительно более мощным.

Параметры составного транзистора. Коэффициенты усиления по току составного транзистора в схеме с ОЭ:

$$B_{ст} \approx B'_{ст} B''_{ст}; \qquad (1\text{-}32)$$

$$\beta_0 \approx \beta'_0 \beta''_0; \qquad (1\text{-}33)$$

входное сопротивление

$$h_{11} \approx h'_{11} + h''_{11} \beta'_0; \qquad (1\text{-}34)$$

выходная проводимость

$$h_{22} \approx h''_{22} + h'_{22} \beta''_0, \qquad (1\text{-}35)$$

где $B'_{ст}$, β'_0, h'_{11}, h'_{22} — параметры транзистора T' в схеме с ОЭ;

$B''_{ст}$, β''_0, h''_{11}, h''_{22} — параметры транзистора T'' в схеме с ОЭ.

Каскад с составным транзистором может дать большее усиление, причем его входное сопротивление значительно больше.

Предельные режимы. Предельный ток $I_{к.макс}$ и предельная рассеиваемая мощность $P_{т.макс}$ составного транзистора такие же, как у транзистора T'', а предельные напряжения $U_{к.б.макс}$ и $U_{к.э.макс}$ следует принимать такими, как у транзистора с меньшими значениями этих величин.

Подобным же образом можно составить транзистор из трех и большего числа транзисторов.

РАЗДЕЛ 2

ПРИЕМНО-УСИЛИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ

2-1. БЛОК-СХЕМЫ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРИЕМНИКОВ

Необходимость применения той или иной схемы в транзисторном радиовещательном приемнике зависит в основном от следующих предъявляемых к нему требований: 1) диапазоны частот (волн), на которых должен осуществляться радиоприем; 2) чувствительность, которая определяет возможность приема слабых сигналов; 3) громкость и качество звуковоспроизведения, зависящие от выходной мощности и пропускаемой полосы частот приемника; 4) вид конструктивного оформления, габариты и вес приемника; 5) источник электропитания, экономичность; 6) дополнительные требования, например, наличие регулятора тембра, возможность воспроизведения грамзаписей и т. п.

Все эти показатели находятся во взаимой связи. Так, например, уменьшение размеров приемника и снижение потребления электроэнергии ведет к ограничению громкости звуковоспроизведения, к сужению эффективно-воспроизводимой полосы звуковых частот, затрудняет конструирование многодиапазонного радиоприемника.

Микроприемники. Так называют радиоприемники в габаритах спичечной коробки, в виде брелока, медальона и т. п. Их вес обычно не превышает 25—50 *г.* Предназначаются они для прослушивания радиопередач на головные телефоны. Такие приемники можно выполнять только по простым схемам, содержащим минимальное количество малогабаритных радиодеталей, а именно по схемам прямого усиления (рис. 11) с апериодическими каскадами УВЧ, на микротранзисторах серий П5 (диаметр около 4,5 *мм*) или ГТ109, ГТ310 (диаметр около 3,5 *мм*) и, как правило, только на один диапазон: СВ или ДВ. В таких приемниках радиолюбители иногда применяют рефлексные схемы, где одни и те же транзисторы работают в каскадах УВЧ и в каскадах предварительного усиления УНЧ. Прием осуществляется на малогабаритную магнитную антенну *МА*, встроенную в приемник.

Микроприемники, содержащие по два-три каскада УВЧ и такие же количества каскадов УНЧ, без положительной обратной связи на высокой частоте, обладают чувствительностью по электромагнитному полю порядка 30—60 *мв/м*, давая возможность принимать радиовещательные станции при относительно небольшом удалении от них. Поскольку в этих приемниках имеется только по одному резонансному контуру (контур магнитной антенны), их избирательность невысока: при расстройке контура на ±30 *кгц* сигнал ослабляется только на 6—10 *дб*. Введение положительной обратной связи позволяет улучшить как чувствительность, так и избирательность приемника.

При приеме на ушной телефон получается полоса воспроизводимых частот примерно 300—3 000 *гц*. Для нормальной работы телефона ТМ-2М или ТМ-4 достаточна выходная мощность приемника порядка 0,1—0,3 *мвт*.

Питание таких приемников осуществляют от двух-трех последовательно соединенных малогабаритных аккумуляторных элементов типа Д0,1, оксидно-ртутных типа ОР или сухих гальванических элементов типа ФБС.

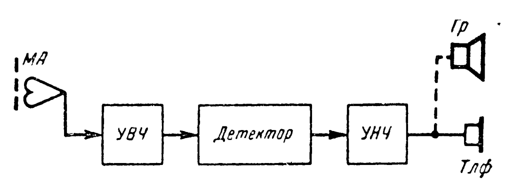


Рис. 11. Блок-схема транзисторного радиовещательного приемника прямого усиления.

Карманные и переносные приемники содержат громкоговорители и рассчитаны на прием на СВ и ДВ радиовещательных диапазонах, либо только на одном из этих диапазонов. При самостоятельном изготовлении таких приемников удобно использовать имеющиеся в продаже пластмассовые футляры заводского производства, ко-

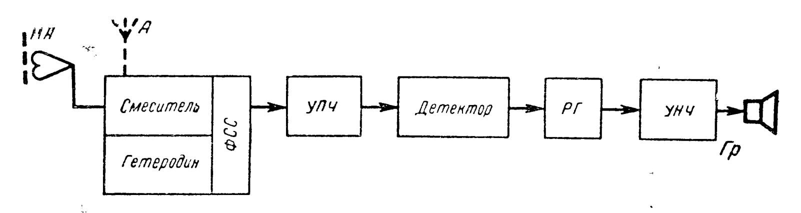


Рис. 12. Блок-схема переносного транзисторного супергетеродинного приемника на диапазоны СВ и ДВ.

РГ — регулятор громкости, *ФСС* — фильтр сосредоточенной селекции.

торые имеют длину 105—114, высоту 67—72 и ширину 28—35 *мм*. Весит карманный приемник обычно 100—150 *г*. Переносный радиоприемник (типа «сумочка») имеет бо́льшие размеры и может весить до 500—800 *г*.

Для повышения компактности монтажа карманных приемников в них весьма желательно (но не обязательно) применять упомянутые выше микротранзисторы. В переносных радиоприемниках обычно используют широкораспространенные маломощные транзисторы диаметром около 12 *мм* серий МП39 — МП41 (П13 — П15) и П422—П423 (П401 — П403). Всюду применяют малогабаритные радиодетали типов УЛМ, МЛТ, ЭМ и др

Все эти приемники, как и микроприемники, конструируют с магнитной антенной, по схеме прямого усиления с апериодическими каскадами УВЧ либо по супергетеродинным схемам.

Таблица 6

Типичные параметры транзисторных супергетеродинных радиовещательных приемников

Параметры	Типы приемников		
	Карманные	Переносные	Настольные, автомобильные и радиолы
Чувствительность по электромагнитному полю, *мв/м* (прием на магнитную антенну):			
на ДВ	4—10	1,5—3	1,5—3
на СВ	3—8	1—2	1—2
на КВ	—	0,3—0,6	0,3—0,6
Чувствительность с антенного входа, *мкв* (прием на штыревую или иную наружную антенну):			
на ДВ и СВ . . .	—	150—200	150—200
на КВ	—	100—200	100—200
на УКВ	—	25—60	25—60
Избирательность по соседнему каналу, *дб*:			
на ДВ и СВ . . .	12—16	16—26	26—46
на КВ	—	26—32	26—32
на УКВ	—	—	20—30
Ослабление сигнала зеркального канала, *дб*:			
на ДВ	14—20	16—26	20—40
на СВ	14—20	16—26	16—32
на КВ	—	12—16	12—24
на УКВ	—	—	16—24
Нижняя граница полосы пропускания по НЧ, *гц* .	450—700	200—450	70—150
Верхняя граница полосы пропускания по НЧ, *гц*: .			
на ДВ, СВ и КВ . .	2 500—3 000	3 000—4 000	3 500—4 500
на УКВ и при воспроизведении грамзаписей	—	—	7 000—12 000
Выходная мощность, *мвт* .	15—60	100—200	150 и более

Чувствительность таких приемников прямого усиления выше чувствительности микроприемников, выполненных по аналогичным схемам вследствие применения магнитных антенн бо́льших размеров и бо́льших питающих напряжений. При двух-трех каскадах усиления высокой частоты чувствительность достигает 10—20 *мв/м*, что дает возможность слушать передачи радиовещательных станций на расстояниях до 400—500 *км*.

Типовая схема современного транзисторного СВ — ДВ радиовещательного супергетеродинного приемника (рис. 12) после преобразователя частоты на одном транзисторе содержит два-три каскада УПЧ, а после детектора два каскада предварительного усиления НЧ и оконечный двухтактный каскад, работающий в режиме АВ (каскады усиления ВЧ обычно не применяют). Такие приемники обладают чувствительностью до 1,5—3 *мв/м* при уровне сигнала выше уровня шумов на 20 *дб* (табл. 6).

Фильтры сосредоточенной селекции. В отличие от ламповых супергетеродинов, избирательность которых по соседнему каналу определяется, в основном, настроенными на промежуточную частоту междукаскадными полосовыми фильтрами ПЧ, в большинстве современных как переносных, так и стационарных транзисторных радиоприемников усилители ПЧ являются широкополосными: при частоте 465 *кгц* ширина полосы пропускания порядка 50—100 *кгц*; при этом требуемая избирательность обеспечивается фильтром сосредоточенной селекции (ФСС), включенным между преобразователем частоты и цепью базы транзистора первого каскада УПЧ (в некоторых приемниках ФСС расположен между каскадами УПЧ). Такой фильтр состоит из двух — четырех связанных между собой резонансных контуров *LC*, настроенных на несущую промежуточную частоту.

Вместо *LC*-фильтров сосредоточенной селекции в последние годы начали применять пьезокерамические фильтры; они дают возможность улучшить избирательность приемника на 16—20 *дб*.

Использование принципа сосредоточенной селекции позволяет значительно ослабить влияние на избирательность приемника, на ширину и равномерность его полосы пропускания таких факторов, как изменение температуры окружающей среды, разброс параметров транзисторов и изменение напряжения источников питания.

Для улучшения громкости приема в приемнике может быть гнездо для подключения наружной антенны, а для приема дальних станций и в условиях, когда нежелательно пользоваться громкоговорителем, гнезда для подключения ушного телефона (например ТМ-2М).

Приемники с КВ диапазонами. Приемник несколько большего размера может быть рассчитан на КВ диапазон (рис. 13, *а*). На этом диапазоне прием можно вести на штыревую телескопическую антенну *ША* (вертикальный несимметричный диполь). Устойчивая работа преобразователя частоты на всех трех диапазонах достигается применением в нем двух транзисторов, один из которых работает в гетеродине, а второй является смесителем. В остальном схема не отличается от схемы приемника с СВ и ДВ диапазонами. При приеме КВ передач на штыревую антенну чувствительность приемника составляет 20—30 *мкв*. На КВ диапазоне можно вести прием и на магнитную антенну с сердечником из высокочастотного феррита, например марки 30ВЧ2 или 13ВЧ1.

Вариант блок-схемы супергетеродина с КВ диапазоном показан на рис. 13, *б* [Л. 29]. При приеме на СВ или ДВ диапазоне она аналогична показанной на предыдущем рисунке: используется магнитная антенна *МА2* (или наружная антенна), работают смеситель и гетеродин, обозначенные на схеме как «вторые», основное усиление осуществляется на частоте 465 *кгц*. При приеме на коротких волнах осуществляется двойное преобразование частоты: сигнал радиочастоты поступает с магнитной антенны *МА1* на первый смеситель, в котором под действием колебаний частоты первого гетеродина спектр

частот принятого сигнала преобразуется в спектр частот, лежащий в верхней части средневолнового диапазона 1,1—1,6 *Мгц*. После повторного преобразования в сигнал с несущей частотой 465 *кгц*, осуществляемого вторыми смесителем и гетеродином, дальнейшее усиление ведется усилителем ПЧ, как и при приеме СВ и ДВ радиостанций.

Громкоговорители. От малогабаритного радиоприемника нельзя ожидать высококачественного звуковоспроизведения. Пропускаемая

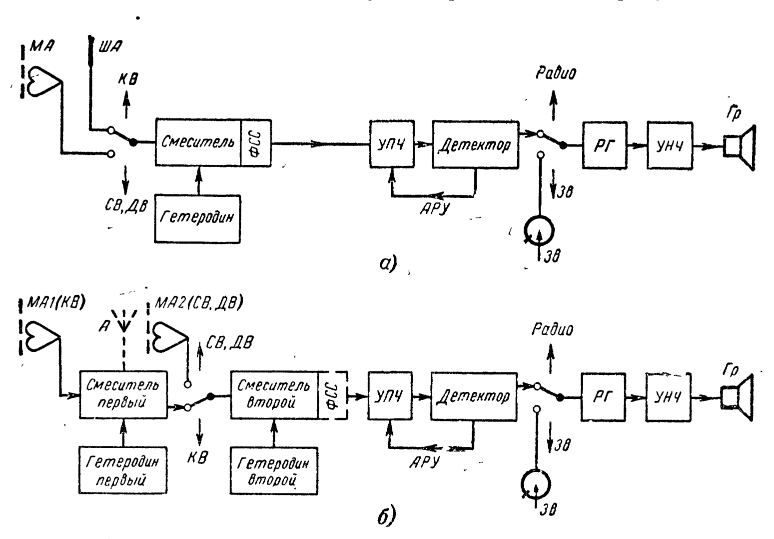


Рис. 13. Скелетные схемы переносных транзисторных супергетеродинных приемников для приема на КВ, СВ и ДВ радиовещательных диапазонах.

а — типовая; *б* — с двойным преобразованием частоты при приеме на коротких волнах.

таким приемником полоса звуковых частот определяется в основном частотной характеристикой примененного громкоговорителя, а малогабаритные громкоговорители не воспроизводят нижних и верхних частот звукового диапазона. Так, например, громкоговорители типов 0,1ГД3, 0,1ГД6, 0,1ГД8, 0,2ГД1 и другие диаметром 50—60 *мм* воспроизводят полосу частот только от 400—450 до 3 000—3 500 *гц*. Соответственно и приемники с этими громкоговорителями воспроизводят частоты в тех же пределах.

Если размеры переносного транзисторного приемника увеличить примерно до размеров приемника «Спидола» 275×200×90 *мм*, то в его корпусе можно будет разместить громкоговоритель большего габарита, например с номинальной мощностью 1 *ва*, и получить более широкий диапазон воспроизводимых частот — ориентировочно 200 - 5 000 *гц*.

Питание переносных приемников. Номинальное напряжение питания большинства карманных и переносных приемников — 9 *в*; по-

лучают его от одного из следующих источников: а) аккумуляторной батареи типа Д0,1, б) гальванической сухой батареи типа «Крона» или в) двух соединенных последовательно батарей типа КБС для карманного фонаря. При таких источниках питания номинальная выходная мощность приемника порядка 80—150 *мвт*.

При очень малых размерах приемника питающее напряжение приходится уменьшать до 2,5—3 *в*. В этих случаях батареи составляют из соответствующего количества аккумуляторных элементов типов Д0,06, Д0,1, ртутных гальванических элементов типа ОР или

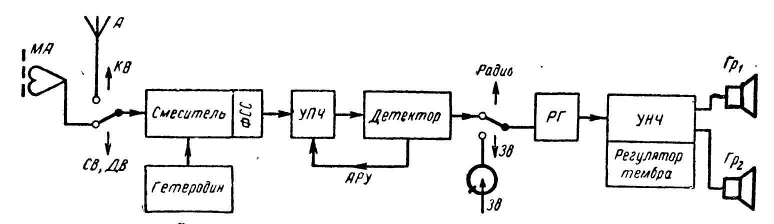


Рис. 14. Скелетная схема стационарного транзисторного супергетеродинного приемника на КВ, СВ и ДВ радиовещательные диапазоны.

сухих элементов ФБС. Выходная мощность таких приемников 15—50 *мвт*.

В схемах наиболее совершенных транзисторных приемников (как переносных, так и стационарных) имеются стабилизаторы напряжения питания транзисторов, работающих в преобразователях частоты. Тем самым обеспечивается работоспособность приемников при значительном снижении напряжения питающих батарей (обычно до половинного значения номинального напряжения.

Стационарные транзисторные приемники. Такие приемники, например настольные, строят, как правило, по супергетеродинным схемам, предусматривая возможность их использования для воспроизведения грамзаписей (рис. 14). Преобразователи частоты, усилители ПЧ и детекторы стационарных приемников с ДВ, СВ и КВ диапазонами выполняют по тем же схемам, что и переносные радиоприемники. Предусматривают возможность поворота магнитной антенны внутри стационарного приемника, учитывая, что поворачивать его вместе с антенной неудобно, а прием каждой радиостанции получается наилучшим при определенном положении магнитной антенны в пространстве.

Номинальная выходная мощность стационарных транзисторных приемников обычно 0,15—1 *вт* и более.

Как правило, предусматривается возможность питания стационарных приемников как от батарей, так и от сетей переменного тока.

Блок УКВ. Для приема радиовещательных станций, работающих с частотной модуляцией, приемник должен содержать входной УКВ блок, состоящий из резонансного широкополосного каскада УВЧ и преобразователя частоты, а также ЧМ детектор (рис. 15). Колебательные контуры гетеродина и усилительного каскада УКВ блока чаще всего настраивают на принимаемые радиостанции подвижными алюминиевыми или латунными сердечниками контурных катушек.

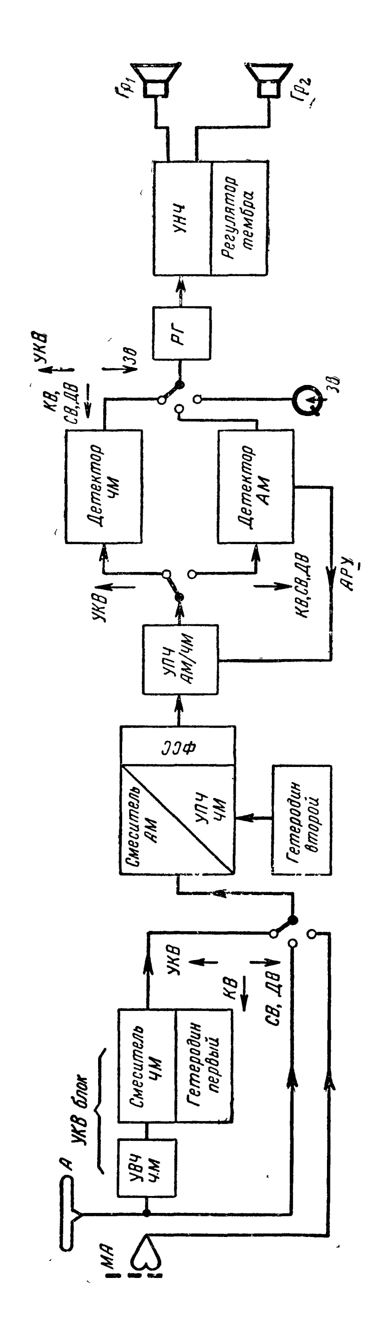


Рис. 15. Скелетная схема стационарного транзисторного супергетеродинного приемника с УКВ диапазоном.

В связи с тем что ширина радиовещательного УКВ диапазона по частоте настолько невелика (65,8—73 *Мгц*), что для перекрытия его достаточно изменять емкость колебательных контуров УКВ блока примерно только на 30%, имеет перспективу «электронный» способ настройки колебательных контуров УКВ блока с помощью варикапов — специальных СВЧ полупроводниковых диодов, емкость которых сильно зависит от величины приложенного к ним обратного напряжения. Настройку на УКВ радиостанцию в этом случае осуществляют изменением величины постоянного напряжения смещения варикапа с помощью потенциометра. Напряжение на последний подается от общего источника питания приемника.

Входной контур УКВ блока делают всегда настолько широкополосным, что в процессе эксплуатации радиоприемника настраивать этот контур не нужно.

Прием на УКВ ведется на петлевой диполь, встроенный в футляр радиоприемника, или на наружную дипольную антенну. Внутренний диполь можно использовать и при приеме в диапазоне КВ как несимметричную антенну.

На выходе УКВ блока получаются частотно-модулированные колебания ПЧ со средней частотой 6,5 *Мгц* (или 8,4 *Мгц*). При переходе на прием в диапазоне УКВ транзистор, осуществляющий преобразование частоты на диапазонах СВ и ДВ, используется для усиления частотно-модулированных колебаний промежуточной частоты. Далее

эти колебания усиливаются теми же транзисторами усилителя ПЧ, что и при приеме на ДВ, СВ и КВ, и поступают на ЧМ детектор, где преобразуются в колебания НЧ. ЧМ детектор обычно выполняют по схеме детектора отношений (дробный детектор).

Низкочастотные части стационарных приемников. Футляры стационарных радиовещательных приемников могут быть значительно бо̀льших размеров, чем переносные. Поэтому в стационарных приемниках не встречает затруднений применение более мощных, крупногабаритных громкоговорителей, которые обладают лучшими частотными характеристиками по сравнению с малогабаритными громкоговорителями. Применяя в стационарном приемнике несколько громкоговорителей с различными частотными характеристиками, можно еще более улучшить звуковоспроизведение. Качество в стационарных приемниках всегда считают более важным показателем, чем размеры.

Соответственно и усилитель низкой частоты должен пропускать более широкую полосу звуковых частот. Практически не составляет затруднений сконструировать стационарный транзисторный приемник с такой же широкой полосой воспроизводимых частот, как у лампового; например, при приеме ЧМ сигналов полоса воспроизводимых частот может быть от 70—150 до 10 000—12 000 *гц*. Рекомендуется иметь в УНЧ стационарных приемников регуляторы тембра.

Вместе с тем не представляет затруднений получить на выходе транзисторного стационарного радиовещательного приемника номинальную мощность 1 *вт* и выше, так как экономичность питания такого приемника не имеет первостепенного значения; его можно питать либо от электросети, либо от аккумуляторной или гальванической батареи большой емкости. Номинальное напряжение питания выбирают равным 9 *в* (иногда 12 *в*).

Чтобы использовать приемник для воспроизведения грамзаписей с помощью пьезоэлектрического звукоснимателя, необходимо несколько увеличить усиление низкочастотной части радиоприемника и предусмотреть у нее высокоомный вход. Смонтировав проигрыватель граммофонных пластинок в общем футляре с приемником, можно получить транзисторную радиолу.

2-2. БЛОК-СХЕМА ТРАНЗИСТОРНОГО ТЕЛЕВИЗОРА

Транзисторные телевизионные приемники строят по супергетеродинным схемам, в которых для приема звукового сопровождения используются биения между несущими частотами изображения и звука (рис. 16). Принятый антенной *А* полный телевизионный радиосигнал усиливается каскадом УВЧ входного блока ПТКП (Переключатель Телевизионных Каналов Полупроводниковый) и поступает на преобразователь частоты, в котором функции смесителя и гетеродина выполняют отдельные транзисторы. В отсутствие модуляции принимаемых сигналов в результате преобразования получаются две частоты: 38 *Мгц* — несущая ПЧ изображения и 31,5 *Мгц* — несущая ПЧ звука. В процессе передачи телевизионной программы ПЧ изображения модулируется по амплитуде, а ПЧ звука — по частоте. Весь спектр промежуточных частот усиливается общим широкополосным УПЧ и подается на амплитудный детектор, выполненный на полупроводниковом диоде, — видеодетектор. Частотная характеристика требуемой формы формируется фильтром сосредото-

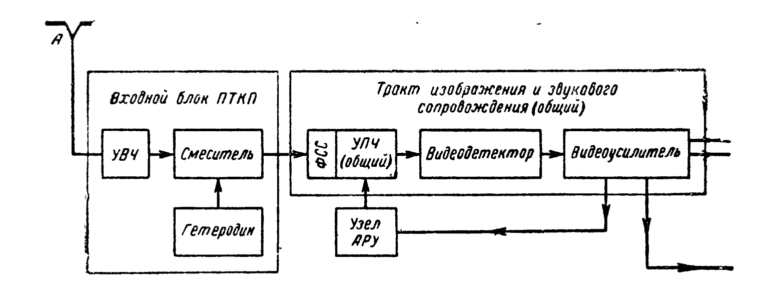


Рис. 16. Блок-схема транзисторного телевизора.

ченной селекции, расположенным между смесителем и усилителем промежуточной частоты.

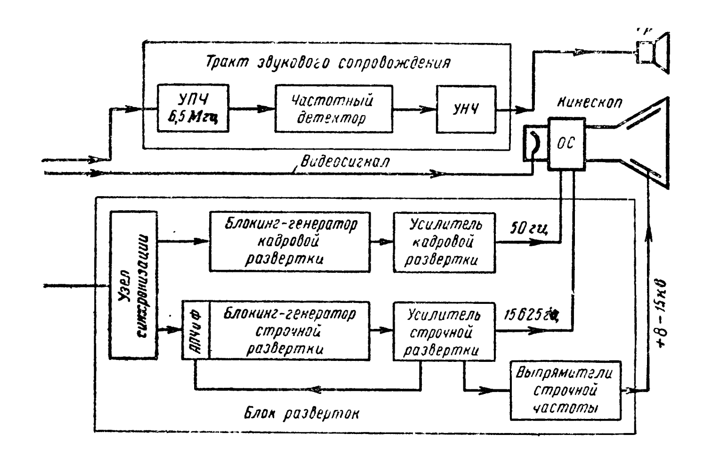
Полученный на его выходе полный телевизионный сигнал усиливается широкополосным видеоусилителем и поступает в цепь катод — модулирующий электрод кинескопа, управляя его электронным лучом.

Блок разверток. Имеющиеся в выходном напряжении видеодетектора синхронизирующие импульсы поступают на блок разверток и управляют частотами вырабатываемых им колебаний для отклоняющей системы кинескопа.

Выходное напряжение усилителя строчной развертки повышается его выходным трансформатором и выпрямляется; в результате получаются высокие постоянные напряжения, используемые для питания кинескопа и транзистора оконечного каскада видеоусилителя.

Канал звукового сопровождения. Видеодетектор выполняет одновременно функции смесителя колебаний с несущими частотами 38 и 31,5 *Мгц*; на его выходе кроме полного сигнала изображения получается еще сигнал со второй, более низкой несущей частотой, равной разности между несущими ПЧ изображения и звука, т. е. 38—31,5=6,5 *Мгц*. Эти колебания разностной частоты, отображая в себе сигнал звукового сопровождения, модулированы по частоте и, кроме того, по амплитуде, как и сигнал ПЧ изображения в общем УПЧ. Выделение НЧ сигнала звукового сопровождения из ЧМ сигнала осуществляется частотным детектором, выполненным на двух полупроводниковых диодах по схеме детектора отношений (дробный детектор). Последний, как известно, на амплитудную модуляцию сигнала не реагируют. После частотного детектора, как и в радиовещательном приемнике, следуют усилитель НЧ и громкоговоритель.

Питание. транзисторного телевизора осуществляют обычно от источника тока напряжением 12 *в* (иногда 18—20 *в*), в качестве которого используется аккумуляторная батарея или выпрямитель с транзисторным стабилизатором напряжения. С корпусом телевизора, как правило, соединен отрицательный полюс источника питания.



2-3. МАГНИТНЫЕ АНТЕННЫ

Магнитная антенна представляет собой стержень круглого или прямоугольного сечения из феррита, на котором расположена катушка (катушки) входного резонансного контура радиоприемника; длина стержня-сердечника должна быть значительно больше его диаметра или толщины и ширины.

Магнитная антенна обладает направленными свойствами: с одних направлений она принимает радиосигналы лучше чем с других. Поэтому в стационарных приемниках предусматривается устройство, позволяющее вращать ее в горизонтальной плоскости. В малогабаритных приемниках магнитные антенны жестко закрепляют и поэтому для получения наилучшего приема приходится поворачивать весь приемник.

По своей эффективности магнитная антенна примерно равноценна вертикальной штыревой антенне длиной 1—2 *м*.

Применяемые марки ферритов. Чем больше начальная магнитная проницаемость $\mu_н$ применяемого ферритового стержня, тем выше эффективность магнитной антенны в рабочем диапазоне частот феррита данной марки. Вместе с тем в ферритах с большими значениями $\mu_н$ с увеличением частоты потери растут быстрее и добротность контуров становится недопустимо низкой. Поэтому рабочие частоты таких ферритов ниже.

Из этих соображений в антеннах, рассчитываемых на СВ и ДВ диапазоны, применяют стержни из ферритов марок 600НН и 400НН; если же приемник предназначен только для приема на ДВ диапазоне, то можно использовать стержни из ферритов марок 1000НМ, 1500НМ и 2000НМ1.

Согласно ГОСТ 11082-64 сердечники магнитных антенн должны изготовляться из феррита марки 400НН для приема на частотах 150 *кгц* —1,6 *Мгц* (λ=2 000—187 *м*) и из феррита марки 2000НМ1 для приема на частотах не свыше 350 *кгц* (соответственно λ>850 *м*).

Таблица 7

Магнитные антенны транзисторных радиовещательных приемников

Сердечник		Емкость конденсатора C_1, *пф* (рис. 17)	Диапазон	Контурная катушка		Катушка связи (L_2, L_4)		От приемника
Размеры стержня, *мм*	Марка материала			*w*	Провод	*w*	Провод	
Антенны на плоских сердечниках								
2,8×11×42	600НН	3—150	СВ* ДВ*	125 395	ЛЭШО 15×0,05 ПЭЛШО 0,1	5 25	ПЭЛШО 0,12 ПЭЛШО 0,12	«Рубин-Т7», «Алмаз-Т7»
2,8×11×55	600НН	3—150	СВ* ДВ*	120 385	ЛЭШО 15×0,05 ПЭВ 0,1	6 25	ПЭВ 0,15 ПЭВ 0,15	«Космос»
3×20×85	600НН	5—180	СВ (200—500 *м*)	90	ЛЭШО 7×0,07	—	—	«Юность»
3×20×100	600НН	5—260	СВ ДВ	78** 240	ЛЭШО 10×0,07 ПЭВ 0,09	4	ПЭЛШО 0,12	«Сигнал», «Юпитер»
3×20×115	600НН	7—240 (КПЕ-3)	СВ ДВ	75 250	ЛЭ5×0,06 ПЭВ 0,1	8 30	ПЭВ 0,1 ПЭВ 0,1	«Алмаз», «Нева-2»
4×16×125	400НН	4—220	СВ ДВ	70** 232**	ЛЭШО 16×0,07 ПЭВ 0,16	6 20	ПЭВ 0,16 ПЭВ 0,16	«Селга»

4—1308

Продолжение табл. 7

Сердечник		Емкость конденсатора $C1$, *пф* (рис. 17)	Диапазон	Контурная катушка		Катушка связи (L_2, L_4)		От приемника
Размеры стержня, *мм*	Марка материала			*w*	Провод	*w*	Провод	
Антенны на цилиндрических сердечниках								
⌀8×140	600НН	25—175	СВ*** СВ*** ДВ***	100 200 370	ПЭЛШО 0,2—0,3	5—10	ПЭЛШО 0,2—0,3	«Электрон»
⌀8×140	600НН	12—495	СВ ДВ	35+ +30** 180**	ЛЭШО 7×0,07 ПЭВ 0,1	6 14	ПЭЛ 0,15 ПЭЛ 0,15	«Минск-62»
⌀8×160	600НН	12—495	СВ ДВ	55** 175**	ЛЭ 7×0,05 ПЭЛ 0,1	10	ЛЭ 7×0,05	«Аусма»
⌀8×160	600НН	9—250	СВ ДВ	36+50 274	ЛЭШО 15×0,05 ПЭЛШО 0,12	12 20	ПЭЛШО 0,12 ПЭЛШО 0,12	«Атмосфера»

* Приемники «Рубин Т7». «Алмаз Т7» и «Космос» выпускаются в двух сериях: одна на диапазон СВ, другая на диапазон ДВ.
** При приеме на СВ секция ДВ контурной катушки замыкается накоротко согласно рис. 17,*г*.
*** При 100 витках диапазон волн 270—550, при 200—500—1 300 и при 370—1 300—2 000 *м*.

Таблица 8

Эталонные контурные катушки магнитных антенн на ферритовых стержнях прямоугольного сечения по ГОСТ 11082-64

Размеры стержня, *мм*	$l_к$, *мм*	$l_н$, *мм*	*w*	Провод	Размеры стержня, *мм*	$l_к$, *мм*	$l_н$, *мм*	*w*	Провод
Феррит марки 400НН. Индуктивность 320 *мкгн* ± 10% Добротность катушки с сердечником не менее 80									
3×20×100	20	65	71	ЛЭШО 16×0,07	4×16×100	17	63	70	ЛЭШО 16×0,07
3×20×115	18	79	71	ЛЭШО 21×0,07	4×16×125	18	80	70	ЛЭШО 21×0,07
3×20×125	23	78	73	ЛЭШО 21×0,07	5×25×160	26	103	62	ЛЭШО 21×0,07
4×16×80	18	50	70	ЛЭШО 16×0,07	5×25×200	38	125	62	ЛЭШО 21×0,07
Феррит марки 2000НМ1. Индуктивность 4100 *мкгн* ±10% Добротность катушки с сердечником не менее 140									
3×20×100	20	65	238	ПЭЛШО 0,14	4×16×100	17	63	245	ПЭЛШО 0,14
4×16×80	18	50	254	ПЭЛШО 0,1					

Примечание. Катушки намотаны на каркасах из бумаги с толщиной стенок 1 *мм*; $l_н$ — расстояние между концами намотки и сердечника.

Таблица 9

Эталонные контурные катушки магнитных антенн на цилиндрических ферритовых стержнях по ГОСТ 11082-64

Диаметр и длина сердечника, *мм*	$l_к$, *мм*	$l_н$, *мм*	*w*	Провод	Диаметр и длина сердечника, *мм*	$l_к$, *мм*	$l_н$, *мм*	*w*	Провод
Феррит марки 400НН. Индуктивность 320 *мкгн* ±10%. Добротность катушки с сердечником не менее 80									
8×60	11	41	85	ЛЭШО 16×0,07	8×125	28	72	74	ЛЭШО 21×0,07
8×65	12	42	82	ЛЭШО 16×0,07	8×140	26	90	78	ЛЭШО 21×0,07
8×80	14	49	82	ЛЭШО 21×0,07	8×160	38	86	72	ЛЭШО 21×0,07
8×100	15	70	82	ЛЭШО 16×0,07	10×200	30	140	64	ЛЭШО 21×0,07
Феррит марки 2000НМ1. Индуктивность 4 100 *мкгн* ±10%. Добротность катушки не менее 140									
8×60	11	41	260	ПЭВ-2 0,1	80×100	15	70	260	ПЭЛШО 0,14

Примечание. Катушки намотаны на бумажных каркасах с толщиной стенок 1 *мм*; $l_н$ — длина намотки катушки; $l_к$ — расстояние между концами намотки и сердечника.

Цилиндрические сердечники из таких ферритов изготовляются диаметром 8 *мм* при длине от 60 до 160 *мм*, а также диаметром 10 и длиной 200 *мм*; сердечники прямоугольного сечения изготовляются размерами от 3×20×100 до 5×25×200 *мм*.

Для КВ и УКВ магнитных антенн ГОСТ предусматривает изготовление цилиндрических сердечников из высокочастотного феррита марки 30ВЧ2 двух размеров: диаметром 8 и длиной 160 *мм*, а также диаметром 10 при длине 200 *мм*.

Конструкции катушек. Катушки индуктивности магнитных антенн наматывают на каркасах из высококачественных изоляционных материалов, которые затем надевают на ферритовые сердечники. Каркасы СВ и ДВ катушек можно изготовлять из слоев бумаги, проклеенных бакелитовым или шеллачным лаком, либо клеем БФ, а каркасы КВ и УКВ катушек — из полистирольной пленки (стирофлекс). Катушки для УКВ и КВ диапазонов делают однослойными из круглого или ленточного одножильного провода. Средневолновые катушки наматывают, как правило, высокочастотным многожильным проводом (литцендрат). Такие катушки обладают существенно большей добротностью по сравнению с катушками, намотанными обычным медным изолированным проводом (марки ПЭЛ, ПЭВ и т. п.). Катушки индуктивности, включаемые для настройки в диапазоне ДВ, обладают достаточной добротностью при намотке их проводом марки ПЭЛ или ПЭВ; эти катушки чаще всего 4—5-секционные, намотаны внавал между щечками каркасов или по типу «Универсаль»; иногда применяют и однослойную намотку.

Практические данные катушек для магнитных антенн на СВ и ДВ диапазоны с сердечниками различных размеров из ферритов различных марок приведены в табл. 7—9.

При перемещении контурной катушки вдоль сердечника индуктивность ее изменяется на 15—20% (по мере приближения катушки к концу сердечника индуктивность уменьшается). Это явление можно использовать при подгонке границ диапазона настройки входного контура. Однако вследствие неравномерности распределения магнитного поля по длине сердечника магнитной антенны смещение катушки от его середины ведет к уменьшению наводимой в ней э. д. с. (магнитный поток в сечении сердечника к его концу ослабевает).

Если однослойную катушку намотать на ферритовом сердечнике не виток к витку, а с принудительным шагом, стремясь покрыть обмоткой бо̀льшую часть длины сердечника, то действующая высота магнитной антенны и, следовательно, ее эффективность несколько увеличиваются. При намотке с шагом от 1,5—2 *мм* и более марка применяемого обмоточного провода практически не оказывает влияния на качество катушки входного контура.

Размещение секций многослойной катушки с интервалами по длине также ведет к улучшению эффективности магнитной антенны.

Связь магнитной антенны с первым каскадом приемника (например, с каскадом усиления ВЧ приемника прямого усиления или с преобразователем частоты супергетеродина) на СВ и ДВ диапазонах, как правило, индуктивная (рис. 17). На КВ и УКВ диапазонах применяют автотрансформаторную (рис. 18) либо также индуктивную связь.

Согласование резонансных контуров магнитных антенн с низкими входными сопротивлениями этих каскадов обеспечивается, если катушки связи (L_2 и L_4 на рис. 17) имеют в 10—25 раз меньшее

количество витков по сравнению с контурными катушками. Располагают катушки связи на сердечниках магнитных антенн в непосредственной близости к контурным катушкам либо наматывают поверх последних.

Переключение СВ и ДВ диапазонов. В приемниках, предназначенных для приема СВ и ДВ радиостанций, переход с одного диапазона на другой может осуществляться переключением раздельных

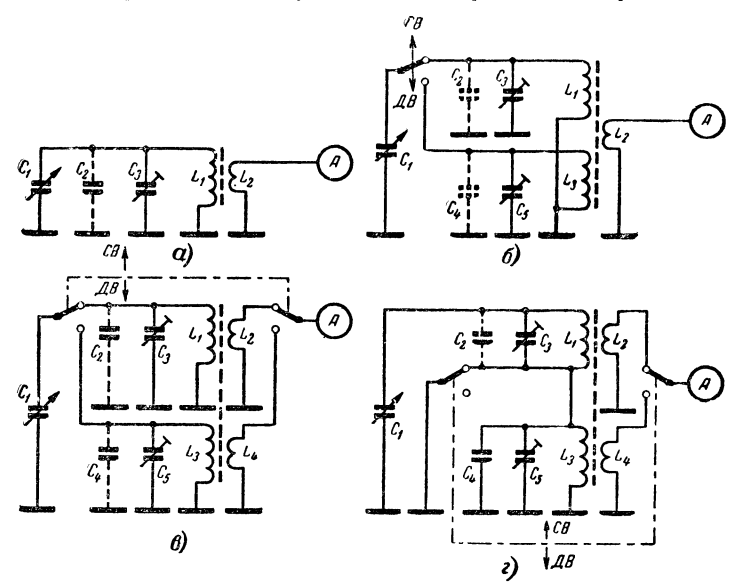


Рис. 17. Схемы контуров магнитных антенн для приема на длинных и средних волнах.

а — на один диапазон (СВ или ДВ); *б—г* — на два диапазона (СВ и ДВ).

для каждого диапазона катушек входного контура с подстроечными конденсаторами (рис. 17, *б*) и катушек связи (рис. 17, *в*). Возможен также вариант схемы, когда при приеме на ДВ диапазоне в резонансный контур включены последовательно две катушки индуктивности L_1 и L_3 (рис. 17, *г*), а при переходе на СВ катушка L_3 замыкается контактами переключателя диапазонов накоротко.

Очень важно, чтобы пределы настройки резонансных контуров магнитных антенн супергетеродинных приемников не выходили бы сколь-нибудь существенно за пределы стандартных радиовещательных диапазонов: СВ — 1 605 ÷ 525 *кгц* и ДВ — 408 ÷ 150 *кгц*. Если контур магнитной антенны окажется настроенным в диапазоне СВ на частоту ниже 525 *кгц* или в диапазоне ДВ на частоту выше 408 *кгц*, то в обоих случаях резонансная частота контура приблизится к промежуточной частоте 465 *кгц*, вследствие чего может возникнуть самовозбуждение в преобразовательном каскаде приемника.

Переключение участков КВ диапазона. Как для СВ и ДВ диапазонов, так и для каждого из участков КВ диапазона может быть

применена отдельная контурная катушка. В том же случае, когда магнитная антенна рассчитывается для приема только на отдельных участках КВ диапазона относительно небольшой ширины, например около 0,5 *Мгц*, то в антенном контуре можно применить одну, общую для всех участков, катушку и подключать к ней конденсаторы с такими емкостями, при которых контур будет настраиваться на фиксированные средние частоты каждого из участков (например на средние частоты 70-, 49-, 41-, 31-, 25-метрового радиовещательного

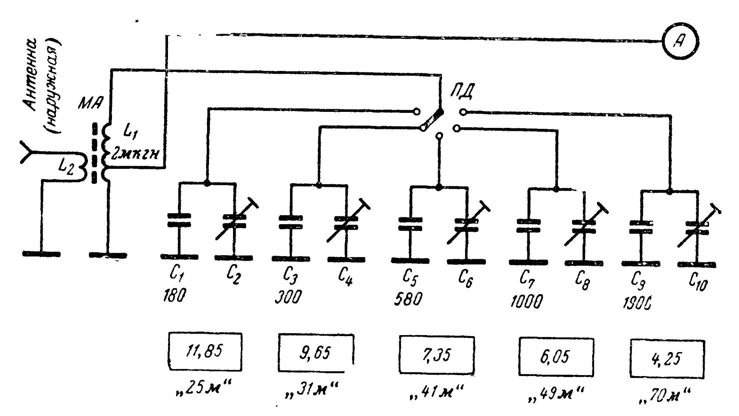


Рис. 18. Схема контура магнитной антенны для приема на узких участках КВ диапазона.

Все подстроечные конденсаторы имеют емкость 6—25 *пф*.

диапазона или 40-, 20-, 14- и 10-метрового диапазонов, отведенных для радиолюбительских связей). В схеме на рис. 18 указаны емкости конденсаторов, при которых контур настраивается на средние частоты коротковолновых радиовещательных диапазонов. Магнитная антенна выполнена на цилиндрическом сердечнике диаметром 10 и длиной 180 *мм* из феррита марки 13ВЧ1 (Ф-20); катушки намотаны на гильзе из полистирольной пленки (стирофлекс). Катушка L_1 содержит 13 витков с отводом от 4-го витка, намотка произведена проводом ПЭВ-1,0, рядовая, с шагом 5 *мм*, ее индуктивность 2 *мкгн*; катушка L_2 имеет 5 витков провода ПЭЛШО-0,12 намотка внавал [Л. 29].

Размещение магнитной антенны. Если радиоприемник монтируют на металлическом шасси, то магнитная антенна должна быть удалена от последнего не менее чем на 25—30 *мм*. Магнитная антенна должна быть максимально удалена от выходного трансформатора, электродинамического громкоговорителя, а также от трансформатора питания сетевого приемника.

2-4. УСИЛИТЕЛИ ВЧ И ДЕТЕКТОРЫ ПРИЕМНИКОВ ПРЯМОГО УСИЛЕНИЯ НА СВ И ДВ ДИАПАЗОНЫ

Усилители ВЧ современных транзисторных радиовещательных приемников прямого усиления на СВ и ДВ диапазоны чаще всего состоят из апериодических или широкополосных каскадов, в которых

работают германиевые диффузионные высокочастотные транзисторы типов П401 — П403, П422 — П423 или из серии ГТ309; в каскадах УВЧ миниатюрных (например, карманных) приемников применяют диффузионно-сплавные микротранзисторы ГТ310Б и ГТ310В. Хотя в апериодических каскадах усилительные свойства транзисторов используются менее полно, чем в резонансных каскадах, зато апериодические каскады работают более устойчиво и их значительно легче налаживать.

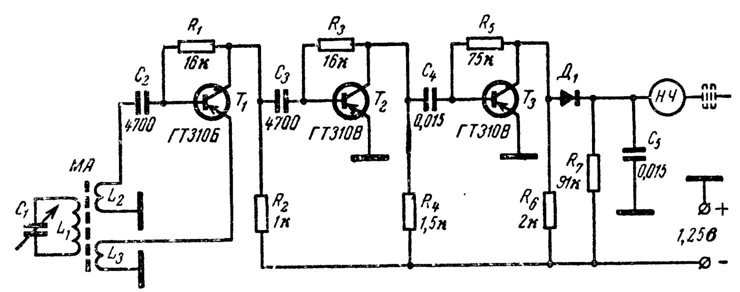


Рис. 19. Схема трехкаскадного усилителя ВЧ с диодным детектором (микрорадиоприемник «Маяк»).

Схема с междукаскадной RC-связью. Схема УВЧ с такого вида связями между каскадами и с диодным детектором для приемника, питаемого от одного щелочного аккумуляторного или сухого гальванического элемента, дана на рис. 19. В левой части этой схе-

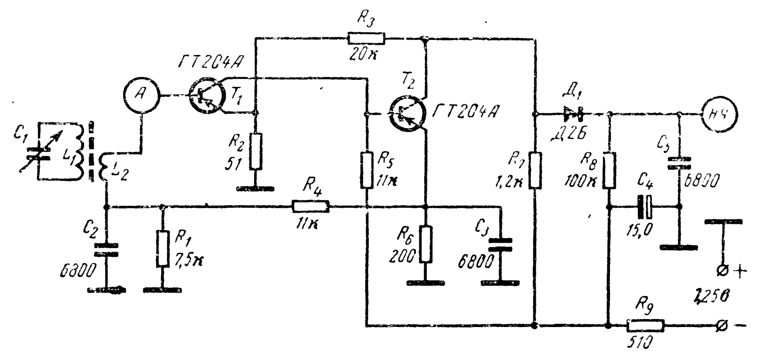


Рис. 20. Схема двухкаскадного усилителя ВЧ с диодным детектором (микрорадиоприемник «Электрон»).

мы показан контур магнитной антенны $L_1 C_1$ и ее катушки связи L_2 и L_3, одна из которых включена в цепь базы, а другая в цепь эмиттера транзистора T_1 первого каскада УВЧ.

Связь последнего каскада с детектором непосредственная. Резистор R_7 представляет собой нагрузочное сопротивление детектора. Получаемый на этом резисторе низкочастотный сигнал подается на

первый каскад усилителя НЧ через точку *НЧ* схемы; на входе усилителя НЧ необходим разделительный конденсатор (C_1 на рис. 38, *б*).

Приемник с магнитной антенной, усилителем ВЧ и детектором по схеме на рис. 19 и усилителем НЧ по схеме на рис. 38, *б* имеет чувствительность по полю около 50 *мв/м*.

Вместо транзисторов ГТ310Б и ГТ310В в усилителе ВЧ можно применить транзисторы П422 или П423.

Схема с непосредственной междукаскадной связью. Такая схема связи между коллектором транзистора первого каскада и базой второго каскада (рис. 20) обладает лучшей термоустойчивостью и менее критична к разбросу параметров транзисторов вследствие наличия двух обратных связей по постоянному току: 1) из цепи коллектора второго каскада в цепь эмиттера первого каскада через резистор R_3 и 2) из цепи эмиттера второго каскада в цепь базы первого через резистор R_4.

2-5. УКВ БЛОК РАДИОВЕЩАТЕЛЬНОГО ПРИЕМНИКА

УКВ блок по типовой схеме (рис. 21), разработанной Институтом радиовещательного приема и акустики им. А. С. Попова для радиовещательных приемников, рассчитан на прием на симметричный диполь станций, работающих с ЧМ в диапазоне частот 65,8—

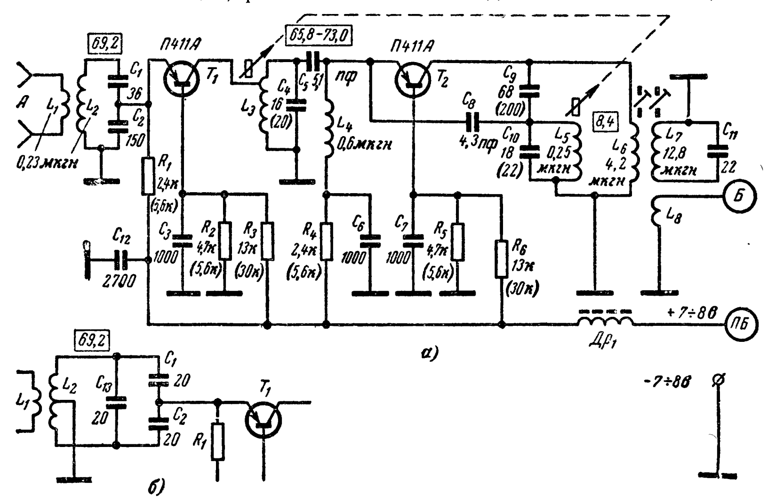


Рис. 21. УКВ блок радиовещательного приемника (*а*) и вариант схемы его входного контура (*б*).

73 *Мгц* (4,56—4,11 *м*). На выходе УКВ блока получается сигнал с промежуточной частотой 8,4 *Мгц*, который подвергается усилению каскадами УПЧ приемника (см. стр. 66 и 86).

С петлевым диполем, рассчитанным на среднюю волну указанного диапазона, входной УКВ блок может обеспечить реальную чувствительность приемника во всем этом диапазоне не хуже 30 *мкв* при отношении сигнал/шум, равном 20 *дб*.

Входное сопротивление блока 300 *ом*.

Блок содержит один каскад усиления ВЧ и преобразователь частоты на транзисторах типа П411А, включенных по схеме с ОБ.

Входной широкополосный резонансный контур $L_2C_1C_2$ (C_{13}), связанный с диполем индуктивно, постоянно настроен на среднюю частоту радиовещательного УКВ диапазона.

Усилитель ВЧ. С емкостного делителя C_1C_2 входного контура ЧМ УКВ сигнал поступает в цепь эмиттера транзистора T_1, работающего в каскаде УВЧ. Резонансный контур L_3C_4 в цепи его коллектора настраивается на частоту принимаемого сигнала от 65,8 до 73 *Мгц* подвижным магнитным сердечником катушки индуктивности L_3.

Преобразователь частоты. ЧМ сигнал, усиленный транзистором T_1, поступает с контура L_3C_4 через конденсатор C_5 в цепь эмиттера транзистора T_2, который выполняет одновременно функции смесителя и гетеродина. Обратная связь в гетеродине емкостная, с помощью конденсаторов C_8 и C_9. Катушка L_4 в цепи обратной связи служит для компенсации фазового сдвига, возникающего в транзисторе T_2 на частотах УКВ диапазона. Настройка гетеродина на требуемую частоту производится перемещением магнитного сердечника катушки L_5 колебательного контура L_5C_{10}. Сердечник этот механически связан с сердечником катушки L_3 и перемещается одновременно с ним ручкой настройки УКВ блока.

В цепь коллектора транзистора T_2 включен резонансный контур, настроенный на промежуточную частоту 8,4 *Мгц*; этот контур образуется катушками индуктивности L_5, L_6 и конденсаторами C_9, C_{10} (поскольку индуктивность L_5 мала по сравнению с L_6, емкость C_{10} и индуктивность L_5 почти не влияют на резонансную частоту контура ПЧ). Контур этот совместно с контуром L_7C_{11}, также настроенным на частоту 8,4 *Мгц*, образуют полосовой фильтр ПЧ. С катушки связи L_8 через точку *Б* схемы ЧМ сигнал поступает на усилитель ПЧ приемника для дальнейшего усиления (см. стр. 66).

Данные катушек индуктивности. Катушки L_1 и L_2, индуктивностью по 0,23 *мкгн* каждая, однослойные, на общем гладком каркасе диаметром 6,8 *мм*, имеют по 5 витков провода ПМ 0,5 (витки одной катушки между витками другой); катушка L_3— однослойная, на каркасе, содержит 6 витков провода ПМ 1,0; индуктивность катушки изменяется при настройке блока на УКВ радиостанцию перемещением внутри катушки подвижного алюминиевого цилиндрического сердечника, расположенного на диэлектрическом стержне вместе с таким же сердечником катушки индуктивности контура гетеродина L_5;

катушка L_4— однослойная, бескаркасная, диаметром 7,8 и длиной 10 *мм*, 10 витков провода ПМ 1,0 или ПЭВ 1,0; индуктивность 0,6 *мкгн*;

катушка L_5— однослойная на каркасе, с подвижным алюминиевым сердечником, 5 витков провода ПМ-1,0;

катушка L_6— на трехсекционном каркасе с вклеенным ферритовым кольцом и подстроечником, 16 витков провода ЛЭ 7×0,05 или ПЭЛ 0;3; индуктивность 4,2 *мкгн*;

катушка L_7— на таком же каркасе с подстроечником; 33 витка провода ЛЭ 7×0,05 или ПЭЛ 0,3; индуктивность 12,8 *мкгн*;

катушка L_8— на общем каркасе с L_7; 3 витка провода ПЭВ 0,1.

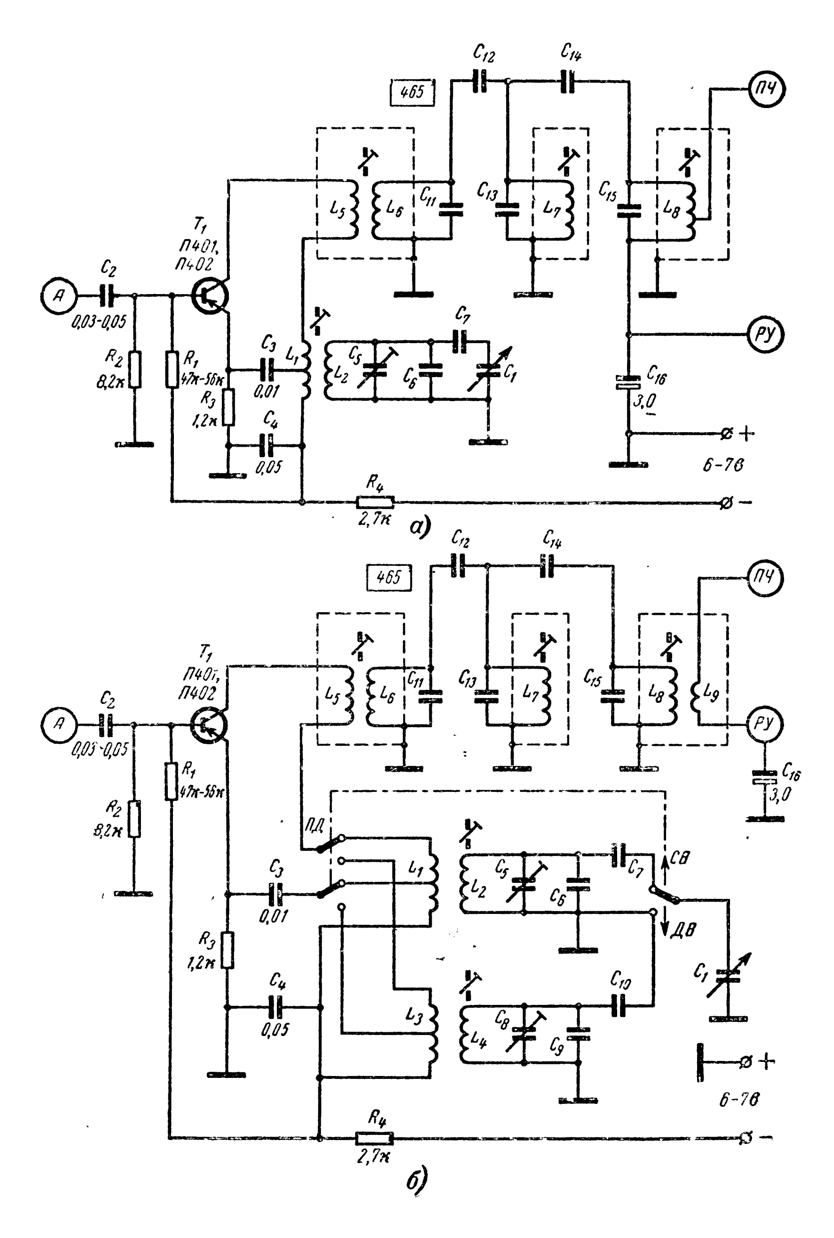
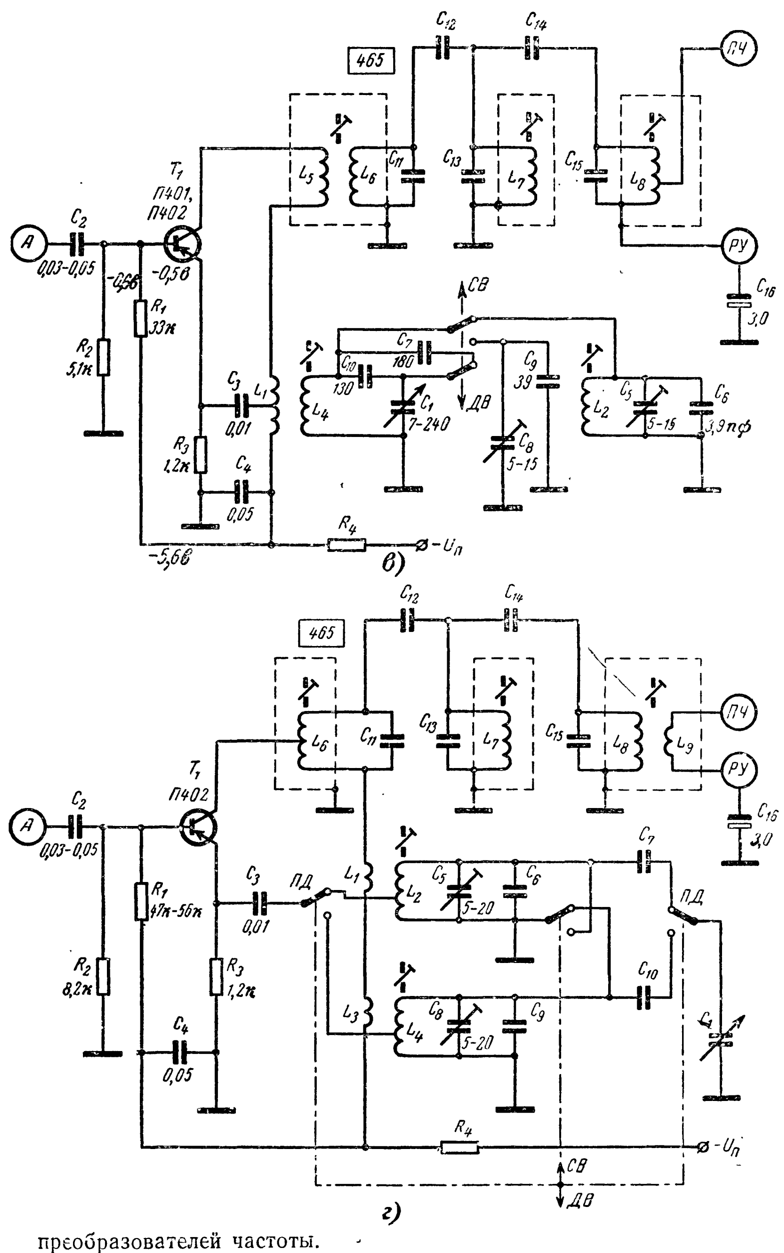


Рис. 22. Схемы

а — на один диапазон (СВ или ДВ), *б*—*г* — на два диапазона



преобразователей частоты.
(СВ и ДВ); *ПД* — контакты переключателя диапазонов.

2-6. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ НА СВ И ДВ ДИАПАЗОНЫ

В преобразователе частоты супергетеродина, рассчитанного на прием СВ и ДВ радиовещательных станций, функции гетеродина и смесителя может выполнять один и тот же транзистор.

Применяемые транзисторы. Здесь пригодны маломощные транзисторы, предельная частота усиления по току f_α которых превышает максимальную частоту принимаемого ВЧ сигнала по крайней мере в 2 раза. Чаще всего применяют диффузионные германиевые транзисторы массового производства серий П401—П403 или П422—П423, либо ГТ309Г. Преобразователи на таких транзисторах обладают наилучшими параметрами при питании их напряжением 5—7 *в* и токе коллектора $I_К$ около 0,5—0,7 *ма*; в данном режиме коэффициент передачи преобразовательного каскада равен 7—10, причем его величина мало зависит от частоты принимаемого сигнала.

В преобразователях частоты можно также применять транзисторы типов П410—П411, П414—П415Б, П416—П416Б. Для карманных приемников наиболее подходят микротранзисторы типа ГТ310А.

Типовые схемы преобразователей. Высокочастотный сигнал поступает с антенны через точку *А* схемы (рис. 22) в цепь базы транзистора преобразователя частоты, т. е. для принимаемого сигнала транзистор включен по схеме с ОЭ. Вместе с тем для колебаний частоты гетеродина транзистор можно считать включенным по схеме ОБ — эти колебания поступают в цепь эмиттера с части витков катушки L_1 (или L_3). Катушка эта включена в цепь коллектора последовательно с катушкой связи L_5 многоконтурного полосового фильтра сосредоточенной селекции (на рис. 22,*а—в*), настроенного на среднюю промежуточную частоту 465 *кгц*. Отвод от катушки L_1 (L_3) соединен через конденсатор C_3 с эмиттером транзистора; следовательно, гетеродин выполнен по трехточечной схеме. Колебательный контур гетеродина связан с катушкой L_1 (L_3) индуктивно. Конденсатор настройки этого контура C_1 объединен конструктивно в один блок с конденсатором C_1 настройки резонансного контура магнитной антенны (рис. 17). Конденсаторы C_5—C_{10} на всех схемах рис. 22 являются сопрягающими.

В контуре гетеродина схемы на рис. 22, *б* при приеме на каждом из диапазонов используются отдельные катушки индуктивности и сопрягающие конденсаторы, подключаемые к конденсатору переменной емкости C_1 контактами переключателя диапазонов *ПД*. Это до некоторой степени облегчает налаживание приемника. Достоинство схемы на рис. 22, *в* заключается в том, что в ней можно применить переключатель диапазонов с меньшим числом контактов. Здесь контурная катушка L_4 постоянно соединена через сопрягающий конденсатор C_{10} с конденсатором настройки C_1. Эта катушка одна работает при приеме на ДВ и при этом к ней подключены подстроечный конденсатор C_8 и конденсатор постоянной емкости C_9. При приеме на СВ индуктивность контура уменьшается путем параллельного подключения к катушке L_4 катушки L_2; конденсаторы контура C_8 и C_9 заменяются конденсаторами C_5 и C_6; емкость сопрягающего конденсатора C_{10} увеличивается за счет параллельно подключаемого к нему конденсатора C_7.

Схема на рис. 22, *г* отличается от предыдущих следующим: при приеме на обоих диапазонах катушки связи L_1 и L_3 остаются вклю-

ченными в цепь коллектора; при приеме на СВ к конденсатору настройки подключается катушка L_2 с сопрягающими конденсаторами C_5—C_7 и замыкается накоротко относящаяся к другому диапазону катушка L_4; при приеме на ДВ к конденсатору настройки подключается катушка L_4 с конденсаторами C_8—C_{10} и замыкается накоротко катушка L_2; вывод работающей катушки (L_2 или L_4) через конденсатор C_3 подключается к эмиттеру транзистора.

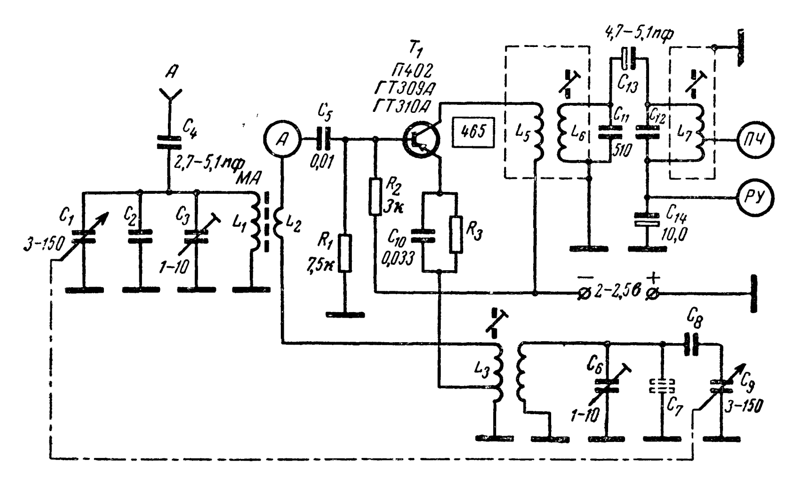


Рис. 23. Схема преобразователя частоты на СВ или ДВ радиовещательный диапазон при напряжении питания 2,5—3 *в* («Алмаз Т7», «Космос» и «Рубин Т7»).

Данные деталей для различных диапазонов

Диапазон	L_1, *мкгн*	L_4, *мкгн*	C_2, *пф*	C_7, *пф*	C_8, *пф*	R_3, *ом*
СВ (525—1 605 *кгц*)	650	330	3,9	—	150	360—470
ДВ (150—408 *кгц*)	6 500	760	10	20—27	82	620

Схемы с питанием от двух элементов. Для карманных супергетеродинных приемников, питаемых от малогабаритных батарей с напряжением 2—2,5 *в*, рекомендуется схема преобразователя частоты, приведенная на рис. 23. Она отличается от схем на рис. 22 тем, что часть катушки L_3 (нижняя по схеме) включена последовательно в цепь эмиттера, а верхняя ее часть соединена с базой транзистора T_1.

Отсутствующие в схемах данные деталей приведены в табл. 10 и 11.

Диапазоны настройки контура гетеродина. Гетеродин должен генерировать частоту выше принимаемой на величину промежуточной частоты. Для перекрытия стандартного СВ диапазона (1 605—

Таблица 10

Контуры гетеродинов преобразователей частоты радиовещательных приемников

Емкость конденсатора настройки, *пф* (тип)	Диапазон волн	Емкости сопрягающих конденсаторов, *пф*		Катушка контура				Катушка связи			Приемник
		параллельного*	последовательного	*L, мкгн*	*w*	Отвод от витка	Марка провода	*w*	Отвод от витка	Марка провода	
Схемы по рис. 22,*а* и *б*											
7—180	СВ	5—30	180	250	102	—	ЛЭ 5×0,06	5	2	ПЭЛШО 0,12	«Нева»**
	ДВ	30—50	72	760	174	—	ПЭЛ 0,1	5	2	ПЭЛШО 0,12	
7—180	СВ	5—30	160	280	111	—	ЛЭ 5×0,06	5	2	ПЭЛШО 0,12	«Ласточка»**
	ДВ	30—50	68	890	189	—	ПЭЛ 0,1	5	2	ПЭЛШО 0,12	
7—180	СВ	8—10	200	240	98	—	ЛЭ 5×0,06	7		ПЭЛ 0,15	«Мир»
	ДВ	25—30	100	700	165	—	ПЭЛ 0,08	10		ПЭЛ 0,15	
4—220	СВ	5—25	270	180	128	—	ПЭВ 3×0,06	10	3	ПЭЛШО 0,1	«Гауйя»
	ДВ	30—50	110	580	210	—	ПЭВ 3×0,06	14	6	ПЭЛШО 0,1	«Селга»***
7—210 [КПЕ-3]	СВ	10—20	220	250	102	—	ЛЭ 5×0,06	7	3	ПЭЛШО 0,1	«Нева 2»**
	ДВ	30—50	110	760	174	—	ПЭВ 0,1	13,5	5,5	ПЭЛШО 0,1	
5—240	СВ	10—30	240	240	93	—	ЛЭ 5×0,06	7,5	2,5	ПЭВ 0,15	«Сокол»
	ДВ	40—60	120	630	150	—	ЛЭ 5×0,06	8	2,5	ПЭВ 0,15	
7—240 [КПЕ-5]	СВ	5—25	240		160	—	ЛЭ 3×0,06	12	5	ПЭЛШО 0,1	«Космонавт»
	ДВ	30—50	110		268	—	ЛЭ 3×0,06	12	5	ПЭЛШО 0,1	
9—250	СВ	5—25	240		160	—	ПЭЛШО 0,12	12	5	ПЭЛШО 0,14	«Атмосфера»***
	ДВ	15—40	110		240	—	ПЭЛШО 0,12	12	5	ПЭЛШО 0,12	
9—270	СВ	5—30	270	170	138	—	ПЭЛШО 0,1	8	2	ПЭЛШО 0,1	«Атмосфера 2М»***
	ДВ	20—60	100	670	260	—	ПЭЛШО 0,1	12	5	ПЭЛШО 0,1	

Продолжение табл. 10

Емкость конденсатора настройки, *пф* (тип)	Диапазон волн	Емкости сопрягающих конденсаторов, *пф*: параллельного*	Емкости сопрягающих конденсаторов, *пф*: последовательного	Катушка контура: *L*, *мкгн*	Катушка контура: *w*	Катушка контура: Отвод от витка	Катушка контура: Марка провода	Катушка связи: *w*	Катушка связи: Отвод от витка	Катушка связи: Марка провода	Приемник
Схема по рис. 23											
3—150	СВ	5—10	150	330	114	—	ЛЭ 5×0,06	7	2	ПЭВ 0,15	«Космос»**
	ДВ	5—30	82	760	165	—	ЛЭ 5×0,06	7	2	ПЭВ 0,15	
3—150	СВ	5—10	150	310	110	—	ПЭЛ 0,08	7	2	ПЭЛ 0,08	«Рубин Т7»****
	ДВ	5—30	82	760	180	—	ПЭЛ 0,08	8	2	ПЭЛ 0,08	
Схема по рис. 22, *г* и 24											
12—495	СВ	8—30	330	120	90	—	ЛЭ 7×0,05	12	—	ПЭЛШО 0,1	«Аусма»
	ДВ	60—90	180	300	165	—	ЛЭ 7×0,05	18	—	ПЭЛШО 0,1	
12—495	СВ	20—40	360	46	115	5	ПЭЛШО 0,12	15	—	ПЭВ 0,15	«Минск-62»
	ДВ	80—110	200	118	215	5	ПЭЛШО 0,12	15	—	ПЭВ 0,15	
Схема по рис. 25											
12—495	СВ	5—25	510	14	84	8,5	ПЭВ 0,1	2,5	—	ПЭЛШО 0,15	«Родина 60М1»
	ДВ	75—100	240	50	145	9,5	ЛЭ 7×0,06	3,5	—	ПЭЛШО 0,15	
	КВI	75—100	150	0,75	9,5	4,5	ПЭЛШО 0,41	1,5	—	ПЭЛШО 0,27	

Продолжение табл. 10

Емкость конденсатора настройки, *пф* (тип)	Диапазон волн	Емкости сопрягающих конденсаторов, *пф*: параллельного*	последовательного	Катушка контура: *L*, *мкгн*	*w*	Отвод от витка	Марка провода	Катушка связи: *w*	Отвод от витка	Марка провода	Приемник
12—495	КВII	75—100	240	2,2	17,5	4,5	ПЭЛШО 0,27	1,5	—	ПЭЛШО 0,15	«Родина 60М1»
	КВIII	75—100	240	3,5	22,5	2,5	ПЭЛШО 0,15	1,5	—	ПЭЛШО 0,15	

* В указанных пределах должна находиться суммарная емкость конденсатора постоянной емкости и введенная емкость подстроечного конденсатора.

** Катушки, относящиеся к каждому диапазону, намотаны на трехсекционном каркасе, заключенном в броневой цилиндрический сердечник из чашек диаметром 8,6 *мм*, из феррита марки 600НН.

*** Катушки, относящиеся к каждому диапазону, намотаны на четырехсекционном каркасе и имеют подстроечник диаметром 2,8 и длиной 14 *мм* из феррита марки 600НН.

**** Катушки намотаны на двухсекционном каркасе, заключенном в броневой цилиндрический сердечник из чашек диаметром 6,1 *мм* из феррита марки 1000НМ3.

Таблица 11

Катушки индуктивности фильтров сосредоточенной селекции

Емкость контурных конденсаторов, *пф*	Емкость конденсаторов связи, *пф*	Контурные катушки индуктивности: *L*, *мкгн*	*w*	Отвод от витка*	Марка провода	*Q*	Катушка связи с преобразователем: *w*	Марка провода	Катушка связи с УПЧ: *w*	Марка провода	От приемника
Фильтр сосредоточенной селекции по схеме на рис. 22, *а* и *в*											
390	4,7—5,1	300	37×3	10	ЛЭ 5×0,06	150	14×3	ПЭЛШО 0,1	—	—	«Алмаз», «Нева-2»**

Емкость контурных конденсаторов, *пф*	Емкость конденсаторов связи, *пф*	Контурные катушки индуктивности					Катушка связи с преобразователем		Катушка связи с УПЧ		От приемника
		L, мкгн	*w*	Отвод от витка*	Марка провода	*Q*	*w*	Марка провода	*w*	Марка провода	
510	5,1	260	96	10	ЛЭ 5×0,06	—	20	ПЭВ 0,08	—	—	«Сокол»
510	5,1	240	33×3	10	ЛЭ 5×0,06	150	20	ПЭВ 0,08	—	—	«Топаз», «Старт»
Фильтр сосредоточенной селекции по схеме на рис. 22,*б*											
510	5,6	240	33×3	10	ПЭВТЛ 3×0,08		24	ПЭЛШО 0,12	10	ПЭЛШО 0,12	«Ласточка 2»,
1 000	12	115	72	8	ЛЭ 5×0,06		47	ПЭЛШО 0,1	4	ПЭЛШО 0,1	«Гауйя» «Сатурн»***
Фильтр сосредоточенной селекции по схеме на рис. 22, *г*											
510	3,9	240	50×2	50	ЛЭ 5×0,06	130	—	—	12	ПЭВ 0,15	
Фильтр сосредоточенной селекции по схеме на рис. 26											
1 000	См. схему	115	67	17	ЛЭШО 7×0,07	—	—	—	4	ПЭЛШО 0,1	«Спидола»

* Для схем по рис. 22, *а* и *в* отвод в катушке последнего контура ФСС, а для схем по рис 22, *г* и 26 — отвод в катушке первого контура ФСС.

** В первом контуре ФСС C_{11}=750 пф, L_6=160 *мкгн*, 26×3 витков, провод ЛЭ 5×0,06, Q=120.

*** В первом контуре ФСС: C_{11}=750 *пф*, L_6=180 *мкгн*, 84 витка провода ПЭВТЛ 3×0,08.

525 *кгц*) контур гетеродина должен настраиваться на частоты 2 070—990 *кгц* и для перекрытия стандартного ДВ диапазона (408—150 *кгц*) — на частоты 873—615 *кгц*.

Схема для приемника с УКВ диапазоном. В таких приемниках преобразование принимаемого на УКВ ЧМ сигнала в колебания про-

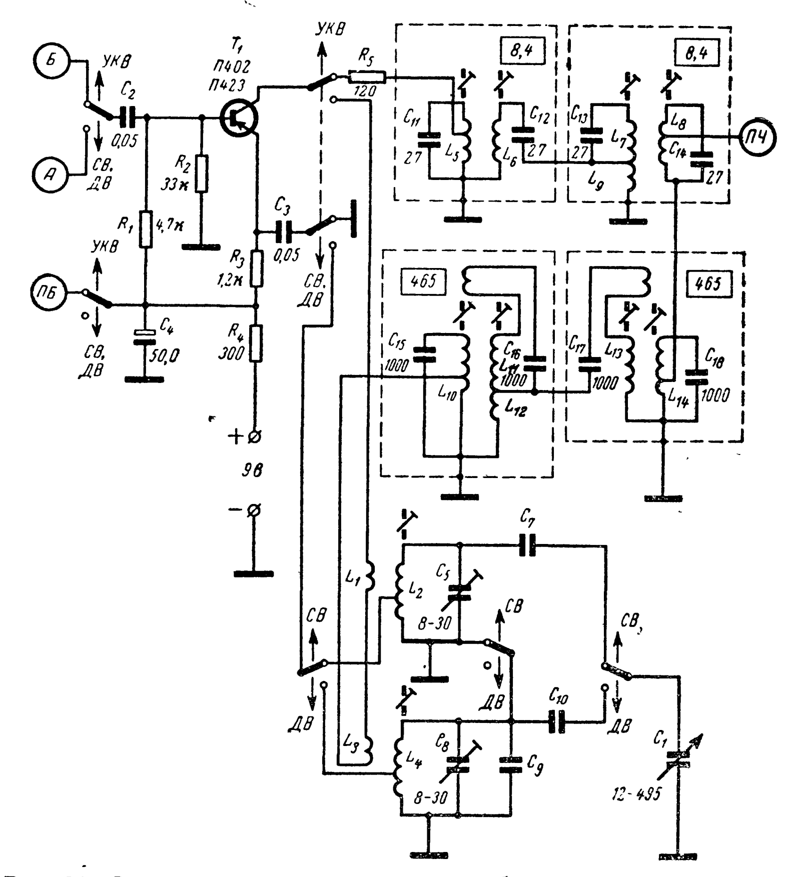


Рис. 24. Схема транзисторного каскада, работающего в качестве преобразователя частоты при приеме на СВ и ДВ диапазонах и в качестве усилителя ПЧ при приеме на УКВ.

межуточной частоты осуществляется во входном УКВ блоке (см. § 2-5), а транзистор преобразователя частоты СВ и ДВ диапазонов при этом используется для усиления упомянутых колебаний (рис. 24). При приеме на СВ или ДВ (как и в схеме по рис. 22, *г*) база транзистора соединена с магнитной антенной через конденсатор C_2 (рис. 24) и точку *А* схемы; колебательный контур гетеродина подключен через конденсатор C_3 к эмиттеру транзистора, а в его

коллекторную цепь включены последовательно катушки связи гетеродина L_1, L_3 и часть катушки L_{10} первого контура ФСС со средней частотой полосы пропускания 465 *кгц*.

При переводе переключателя диапазонов в положение *УКВ* контакты его: а) отключают конденсатор связи C_2 базы транзистора от магнитной антенны; б) подключают этот конденсатор через точку *Б* схемы к выходу УКВ блока (см. рис. 21); в) включают в цепь коллектора транзистора вместо катушки L_{10} катушку индуктивности L_5 первого контура ФСС (рис. 24) со средней частотой полосы пропускания 8,4 *Мгц*; г) отключают от цепи эмиттера контур с катушкой L_2 (L_4); д) замыкают цепь эмиттера на корпус через конденсатор C_3. В результате работа гетеродина прекращается, а возникающие в УКВ блоке ЧМ колебания промежуточной частоты усиливаются транзистором и поступают на верхний по схеме ФСС.

Выходные контуры обоих фильтров сосредоточенной селекции L_8C_{14} и $L_{14}C_{18}$ включены последовательно. На следующие каскады УПЧ (§ 2-11, рис. 31) через точку схемы *ПЧ* поступают ЧМ колебания со средней частотой 8,4 *Мгц* при приеме на УКВ, либо АМ колебания со средней частотой 465 *кгц* при приеме на других диапазонах.

Оба ФСС четырехконтурные. Фильтр со средней частотой пропускания 465 *кгц* обладает следующими особенностями: первые его два резонансных контура $L_{10}C_{15}$ и $L_{11}C_{16}$ связаны между собой индуктивно, таким же способом связан третий контур $L_{12}L_{13}C_{17}$ с четвертым контуром $L_{14}C_{18}$; второй контур связан с третьим автотрансформаторной связью с помощью катушки индуктивности L_{12}.

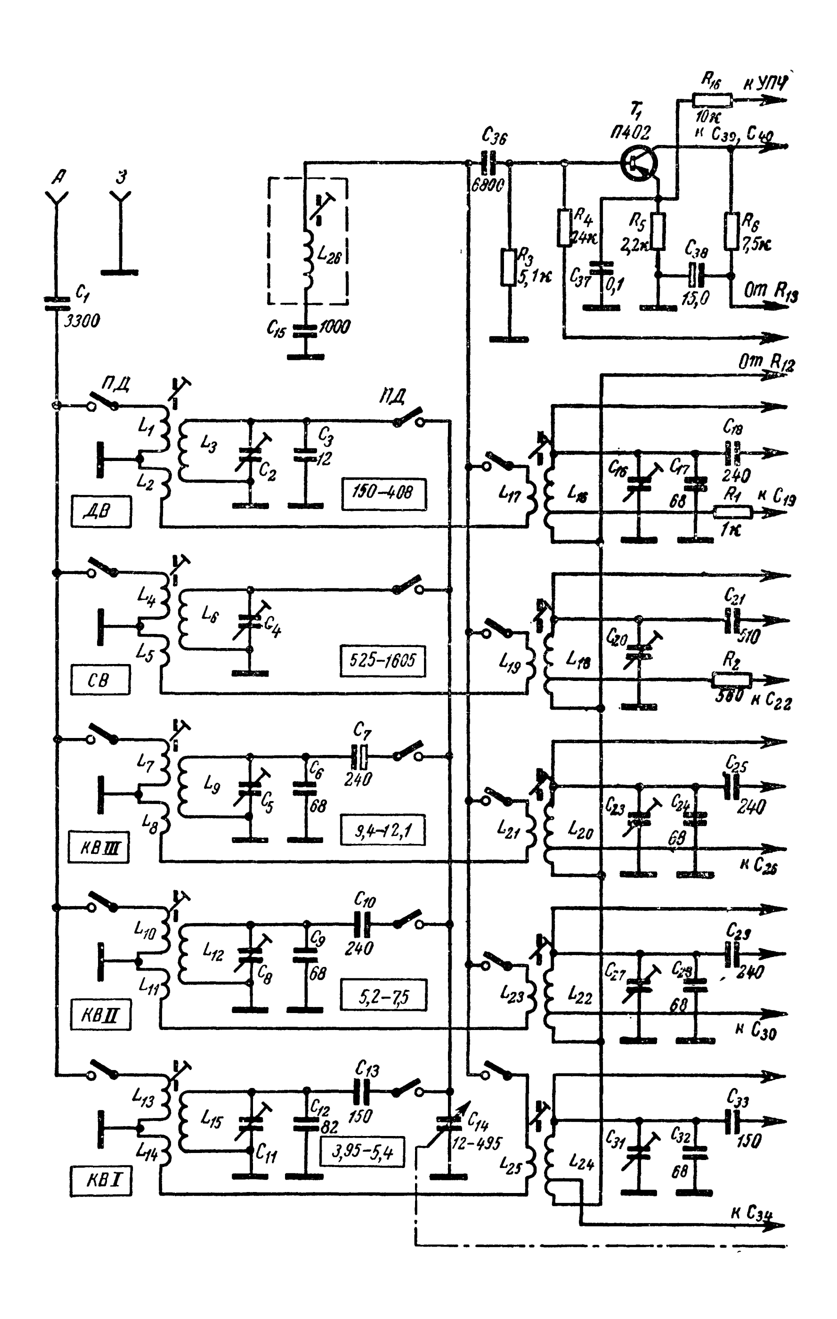
Катушки L_{10}, L_{11}, L_{13} и L_{14} имеют индуктивность по 150 *мкгн* и содержат по 100 витков провода ЛЭ 7×0,05. В катушке L_{10} сделан отвод от 33-го витка, а в катушке L_{14} от 5-го витка, считая от соединенного с корпусом начала обмотки. Катушка связи L_{12} состоит из одного витка провода ПЭВ-0,12. Катушки L_{10}—L_{12} намотаны на общем секционированном каркасе, а катушки L_{13} и L_{14} — на другом таком же каркасе.

Четырехконтурный фильтр сосредоточенной селекции со средней частотой полосы пропускания 8,4 *Мгц*, используемый при приеме ЧМ сигналов, построен следующим образом: первые его два контура L_5C_{11} и L_6C_{12} связаны между собой индуктивно, таким же способом третий контур L_7C_{13} связан с четвертым контуром L_8C_{14}; второй контур связан с третьим автотрансформаторно с помощью катушки индуктивности L_9.

Катушки L_5—L_8 обладают индуктивностью по 18 *мкгн* и содержат по 37 витков провода ЛЭ 7×0,05. В катушке L_5 сделан отвод от 9-го витка, считая от соединенного с корпусом концом обмотки, а в катушке L_8 от 3,5-го витка. Катушка связи L_9 имеет полвитка провода ПЭВ 0,12. Намотка всех катушек однослойная, рядовая на гладких каркасах; катушки L_5 и L_6 расположены на одном каркасе, а катушки L_7—L_9 — на другом.

2-7. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНОГО ПРИЕМНИКА НА КВ, СВ И ДВ ДИАПАЗОНЫ

Преобразователь частоты радиовещательного приемника с КВ диапазоном обычно содержит два транзистора, один из которых T_1 работает в смесителе, а другой T_2 — в отдельном гетеродине (рис. 25



А
З
C1
3300
C15
1000
L26
C36
6800
T1
П402
R16
10к
к УПЧ
к C39, C40
R3
5,1к
R4
24к
C37
0,1
R5
2,2к
C38
15,0
R6
7,5к
От R13
От R12
ПД
ПД
L1
L2
L3
C2
C3
12
150–408
ДВ
L17
L16
C16
C17
68
C18
240
R1
1к
к C19
L4
L5
L6
C4
525–1605
СВ
L19
L18
C20
C21
510
R2
560
к C22
L7
L8
L9
C5
C6
68
C7
240
9,4–12,1
КВ III
L21
L20
C23
C24
68
C25
240
к C26
L10
L11
L12
C8
C9
68
C10
240
5,2–7,5
КВ II
L23
L22
C27
C28
68
C29
240
к C30
L13
L14
L15
C11
C12
82
C13
150
3,95–5,4
КВ I
C14
12–495
L25
L24
C31
C32
68
C33
150
к C34

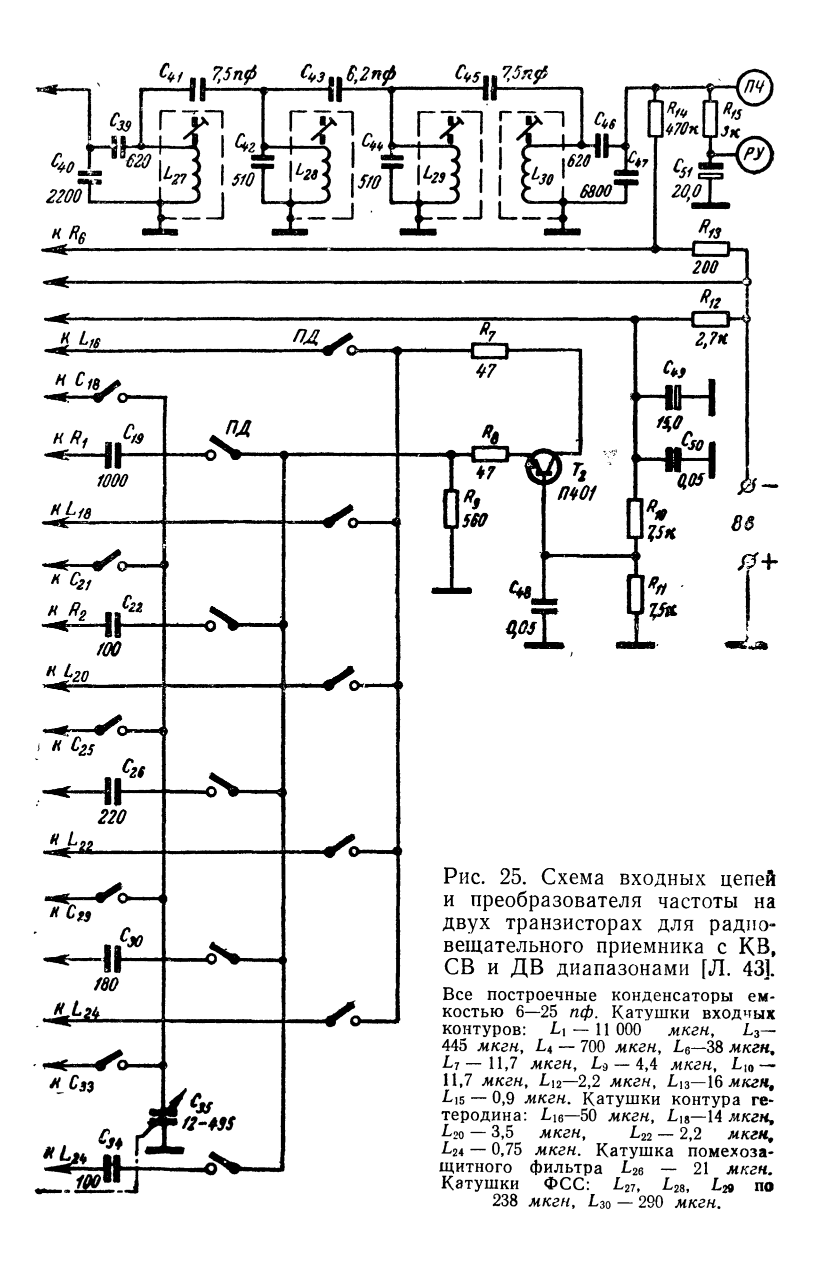


Рис. 25. Схема входных цепей и преобразователя частоты на двух транзисторах для радиовещательного приемника с КВ, СВ и ДВ диапазонами [Л. 43].

Все построечные конденсаторы емкостью 6—25 *пф*. Катушки входных контуров: L_1 — 11 000 *мкгн*, L_3— 445 *мкгн*, L_4 — 700 *мкгн*, L_6—38 *мкгн*, L_7 — 11,7 *мкгн*, L_9 — 4,4 *мкгн*, L_{10} — 11,7 *мкгн*, L_{12}—2,2 *мкгн*, L_{13}—16 *мкгн*, L_{15} — 0,9 *мкгн*. Катушки контура гетеродина: L_{16}—50 *мкгн*, L_{18}—14 *мкгн*, L_{20} — 3,5 *мкгн*, L_{22} — 2,2 *мкгн*, L_{24} — 0,75 *мкгн*. Катушка помехозащитного фильтра L_{26} — 21 *мкгн*. Катушки ФСС: L_{27}, L_{28}, L_{29} по 238 *мкгн*, L_{30} — 290 *мкгн*.

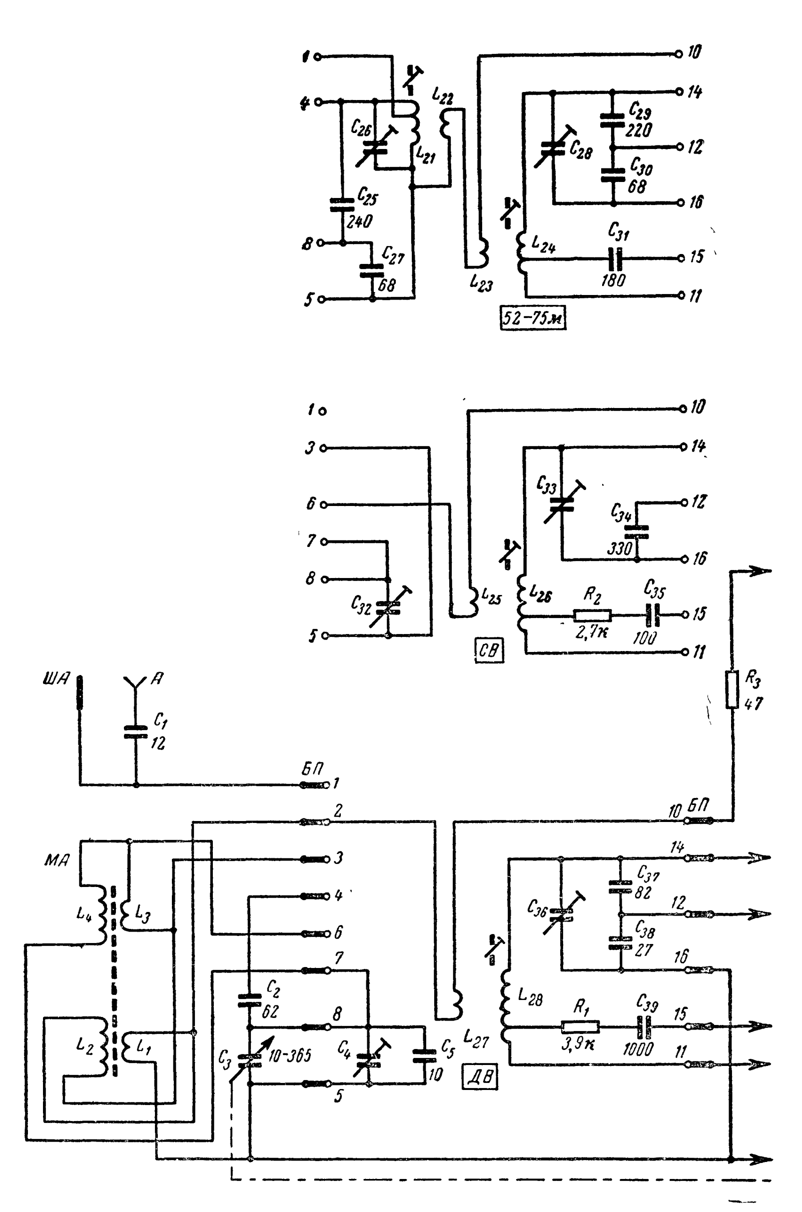
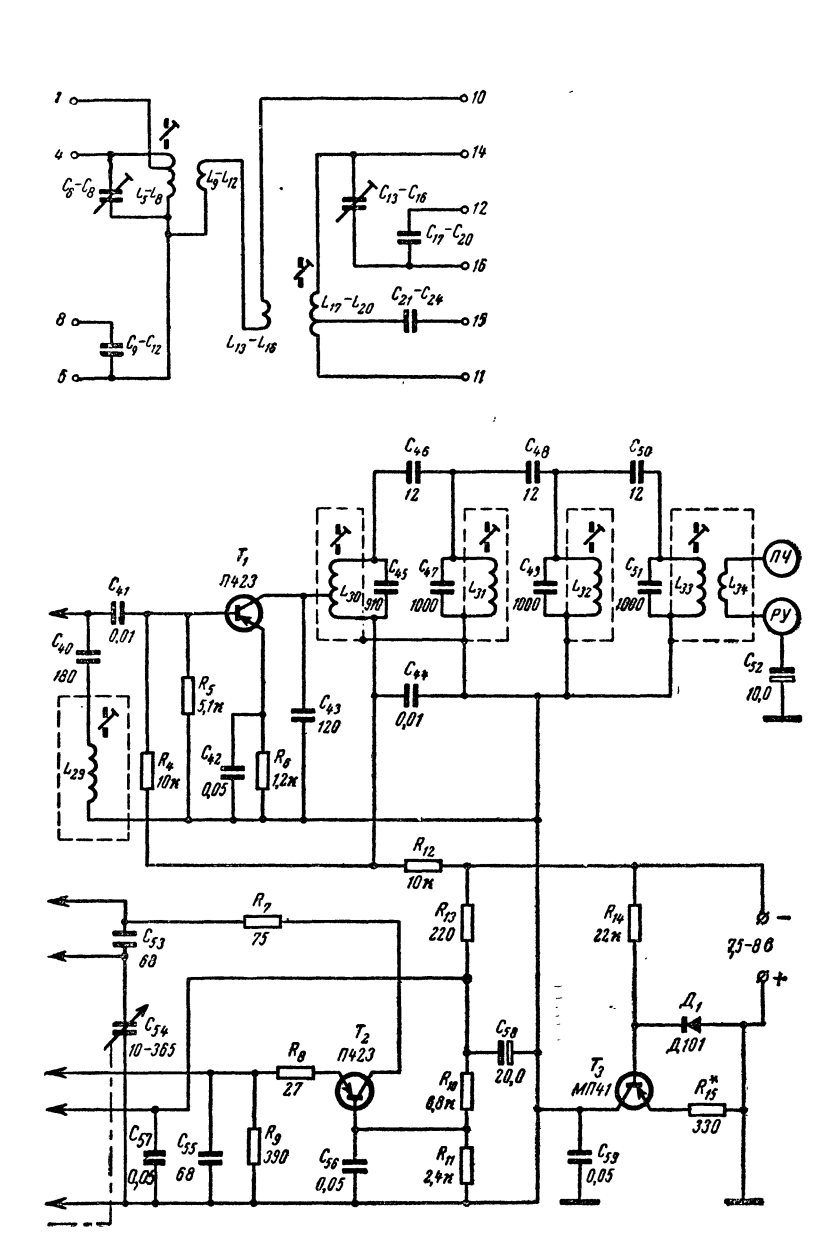


Рис. 26. Схема преобразователя частоты
Все подстроечные конденсаторы емкостью 5—20 *пф*.



на двух транзисторах [Л. 42].
БП — контакты барабанного переключателя контуров.

и 26). Тем самым достигается достаточно высокий коэффициент преобразования и устойчивая работа на всех диапазонах.

В схеме по рис. 25 на всех диапазонах КВ, СВ, ДВ прием осуществляется на наружную антенну с заземлением, а в схеме по рис. 26 на диапазонах ДВ и СВ — на магнитную антенну и на КВ — на штыревую телескопическую (или на подключаемую наружную антенну).

При приеме в диапазонах СВ и ДВ, а также в каждом интервале КВ диапазона применяются отдельные контурные катушки с подстрочными и сопрягающими конденсаторами. В схеме на рис. 26 применен переключатель диапазонов барабанного типа, содержащий сегменты с катушками, подстрочными и сопрягающими конденсаторами входных контуров и контура гетеродина.

Гетеродины выполнены по трехточечной схеме с включением транзисторов по схеме с ОБ. Транзистор в смесителе включен по схеме с ОЭ как для колебаний частоты принимаемого сигнала, так и для колебаний частоты гетеродина. На каждом из диапазонов катушка связи входного контура соединена последовательно с катушкой связи с контуром гетеродина, а последняя через конденсатор подключена к базе транзистора T_1 смесителя.

Для повышения стабильности частоты гетеродина при изменении напряжения источника питания связь транзистора T_2 с контурами ослаблена путем включения резистора R_7 в цепь коллектора и делителя напряжения из резисторов R_8 и R_9 в цепь эмиттера. Эти же резисторы уменьшают влияние разброса параметров транзисторов на работу гетеродина.

В схеме на рис. 25 входной контур настраивается конденсатором переменной емкости C_{14}, который входит в общий блок с таким же конденсатором C_{35} настройки контура гетеродина. В зависимости от положения переключателя диапазонов в антенный и входной контуры включены катушки индуктивности L_1 и L_3, L_4 и L_6, L_7 и L_9, L_{10} и L_{11}, либо L_{13} и L_{15}, а в контур гетеродина одна из катушек L_{16}, L_{18}, L_{20}, L_{22} или L_{24} с соответствующими катушками связи.

Последовательный резонансный контур $C_{15}L_{26}$ эффективно подавляет помехи с частотами около 465 *кгц*.

Четыре резонансных контура $L_{27}C_{39}C_{40}$—$L_{30}C_{46}C_{47}$ составляют ФСС. С емкостного делителя из конденсаторов C_{46} и C_{47} сигнал ПЧ с несущей частотой 465 *кгц* поступает в цепь базы транзистора первого каскада УПЧ.

Провод, обозначенный на схеме по рис. 25 «*к УПЧ*», соединяет эмиттер транзистора T_1 смесительного каскада через резистор R_{16} с коллектором транзистора первого каскада УПЧ; о назначении этой связи подробно см. стр. 81.

В системе по рис. 26 настройка входного резонансного контура и контура гетеродина производится конденсаторами переменной емкости C_3 и C_{54} соответственно, образующими общий блок. Сегменты переключателя диапазонов, относящиеся к растянутым 25-, 31-, 41- и 49-метровому участкам КВ диапазона выполнены по одной и той же схеме, которая показана в верхней правой части рис. 26.

Резонансный контур $L_{29}C_{40}$ является фильтром, защищающим от помех на частотах, близких к промежуточной. Питание преобразователя частоты осуществляется через стабилизатор на транзисторе T_3 и диоде $Д_1$ с использованием прямой ветви вольт-амперной характеристики последнего.

2-8. УСИЛИТЕЛИ ПЧ И ДЕТЕКТОРЫ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ СУПЕРГЕТЕРОДИННЫХ ПРИЕМНИКОВ БЕЗ УКВ ДИАПАЗОНА

Усилитель ПЧ современного транзисторного радиовещательного супергетеродинного приемника без УКВ диапазона содержит два или три каскада на маломощных германиевых транзисторах.

Сигнал промежуточной частоты 465 *кгц* поступает от преобразователя частоты в цепь базы транзистора первого каскада УПЧ через ФСС из *LC*-контуров или через пьезокерамический фильтр, который в основном обеспечивает избирательность приемника.

Двухкаскадные усилители. Первый каскад двухкаскадного УПЧ нередко делают апериодическим с резистором в качестве нагрузки коллекторной цепи и емкостной связью со вторым каскадом (рис. 27). Второй каскад такого усилителя всегда резонансный, но с низкой избирательностью, так как он сильно нагружен через трансформаторную связь контуром амплитудного детектора (полоса пропускания контура порядка 50—100 *кгц* на уровне минус 3 *дб*). Схемы на высокочастотных транзисторах по рис. 27 обладают рядом достоинств, имеющих существенное значение в радиолюбительской практике: небольшим количеством моточных деталей, некритичностью к разбросу параметров транзисторов и простотой налаживания.

При использовании в усилителе транзисторов массового производства серий П401—П403, П422—П423 или ГТ309В—ГТ309Е, на стандартной частоте 465 *кгц* общее усиление двух каскадов от цепи базы первого из них до катушки L_2 трансформатора детектора около 50 *дб* (порядка 300); первый апериодический каскад дает усиление около 20 *дб*.

Если в коллекторную цепь транзистора T_1 первого каскада УПЧ вместо резистора включить резонансный контур и осуществить трансформаторную связь с цепью базы транзистора T_2 второго каскада (рис. 28), то при использовании транзисторов ГТ309В усиление первого каскада возрастает до 32—34 *дб*.

Последняя схема отличается тем, что напряжение смещения на базах транзисторов стабилизировано с помощью селенового столбика 7ГЕ2А.

Трансформаторы связи УПЧ с детектором (рис. 27 и 28) имеют броневые сердечники, состоящие из двух чашек диаметром 8,6 *мм* с подстроечными стержнями диаметром 2,8 *мм* из феррита марки 600НН; катушки L_1 и L_2 намотаны на двух-, трехсекционном каркасе, расположенном внутри сердечника. В зависимости от емкости конденсатора C_5 катушки имеют данные, указанные в табл. 12.

Трехкаскадные усилители. Усилитель на высокочастотных диффузионных транзисторах широкого применения П422 с трансформаторными междукаскадными связями (рис. 29, *а*, табл. 12) на средней частоте полосы пропускания 465 *кгц* дает усиление около 80 *дб*. Так как транзисторы П422 обладают относительно малой емкостью коллектор — база и резонансные контуры обладают большим затуханием (шунтированы резисторами), усилитель устойчиво работает без нейтрализации.

В приемнике «Соната», где используется такая схема УПЧ [Л. 40], смещение на базы транзисторов T_1 и T_2 второго и третьего каскадов подается с резистора R_{18}, включенного в цепь эмиттера транзисторного стабилизатора (см. схему на рис. 65, *а*), через который питаются смеситель и гетеродин; таким образом, улучшается

стабильность режима каскадов УПЧ (резистор R_{18} на рис. 65, *а* обозначен R_3).

В трехкаскадном усилителе ПЧ по схеме на рис. 29, *б* [Л. 42] применены сплавные транзисторы П41А и П41 с относительно низкой граничной частотой f_α и значительной емкостью коллектор — база. По последней причине первые два каскада усилителя имеют нейт-

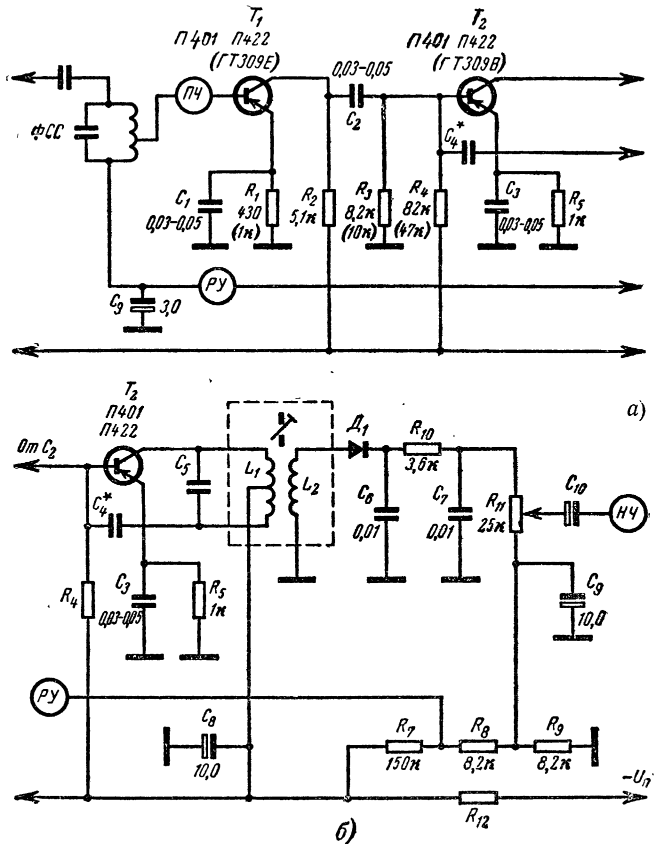


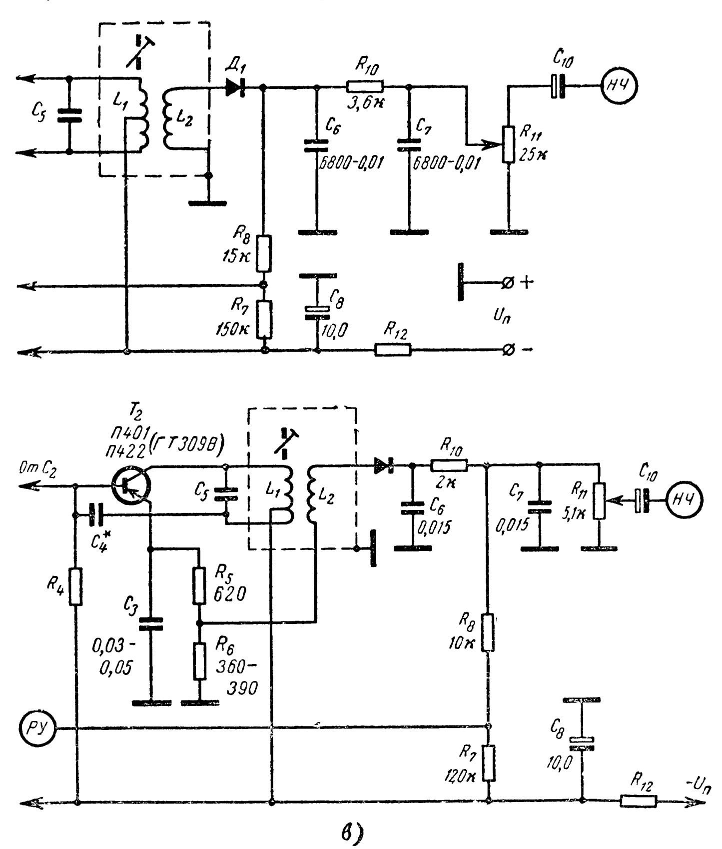
Рис. 27. Схемы двухкаскадных усилителей ПЧ

а — основная схема;

рализацию с помощью конденсаторов C_{14} и C_{16}. На промежуточной частоте 465 *кгц* усиление такого УПЧ около 80 *дб*.

Поскольку избирательность междукаскадных контуров усилителей ПЧ по схемам на рис. 29 низка (полоса пропускания 20—25 *кгц*), сигнал на вход подают с преобразователя частоты, как обычно, через фильтр сосредоточенной селекции из *LC*-контуров или пьезокерамический фильтр.

Трансформаторы ПЧ в схеме на рис. 29, *б* выполнены на каркасах, которые помещены в броневые сердечники из чашек диаметром 11,5 и высотой 5 *мм*; подстроечные стержни сердечников имеют диаметр 2,8 и длину 14 *мм*. Чашки и стержни изготовлены из феррита марки 600НН. Катушки L_1 — L_3, L_5 имеют по 104 витка. Катушки L_3 и L_5 намотаны проводом ПЭВ-0,06, сложенными в 5 раз



с реостатно-емкостной междукаскадной связью.

б, *в* — варианты схемы детектора.

(индуктивность 290 *мкгн*, добротность не менее 150). Катушка L_1 намотана проводом ПЭВ 0,1 (индуктивность 290 *мкгн*, добротность не менее 90), а катушка L_2 — проводом ПЭЛШО 0,1. Катушки связи L_4 и L_6 содержат по 10 витков провода ПЭЛШО 0,1. Каждый трансформатор заключен в алюминиевый экран размером 14×14××26 *мм*.

Нейтродинные конденсаторы C_4 в схемах на рис. 27

должны иметь емкость 4—15 *пф*, а C_{14} и C_{15} на рис. 29, *б* — по 200—270 *пф*. Емкости эти не критичны, их подбирают при налаживании приемников.

Если в резонансных контурах УПЧ по схемам на рис. 27 и 28 применить конденсаторы емкостью порядка 1 000 *пф*, то усилители

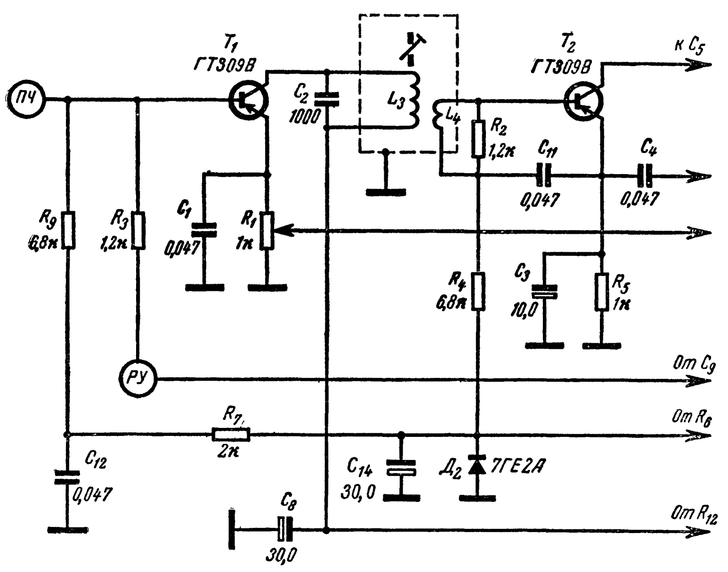


Рис. 28. Схема двухкаскадного усилителя ПЧ с трансформаторной

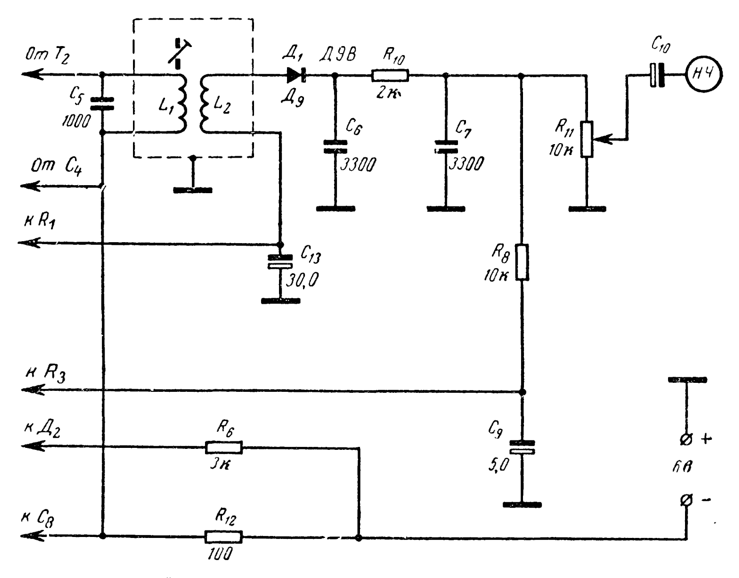
будут работать устойчиво, не самовозбуждаясь без нейтрализации; конденсатор C_4 при этом из схем на рис. 27 исключают, отвода в катушке L_1 не делают, включая ее полностью в цепь коллектора транзистора T_2.

Детектор на диоде $Д_1$ создает на потенциометре R_{11} ручного регулирования громкости низкочастотную составляющую, которая поступает через точку *НЧ* на усилитель НЧ приемника, а также постоянное напряжение *АРУ*, подаваемое в цепь базы первого каскада УПЧ через точки *РУ* и *ПЧ* схемы. Начальное смещение на базу транзистора этого каскада задается от питающей приемник батареи с помощью делителя напряжения, образуемого резисторами R_7 — R_{11} на рис. 27, R_3, R_7 — R_{11} на рис. 28, R_7 — R_{11} на рис. 29, *а* и R_1, R_7 — R_9 на рис. 29, *б*. С этого же делителя на диод $Д_1$ подается прямое смещение, повышающее чувствительность детектора и снижающее вносимые им нелинейные искажения при малых уровнях принимаемого сигнала. Этим схемы со смещением на диоды выгодно отличаются от схем без смещения. В варианте схемы на рис. 27, *в* диод $Д_1$ получает дополнительное смещение с резистора R_6, включенного в цепь эмиттера транзистора T_2, а в схеме на рис. 28 — с резистора R_1, находящегося в цепи эмиттера транзистора T_1.

П-образный фильтр из резистора R_{10} и конденсаторов C_6 и C_7 преграждает путь токам ПЧ на усилитель низкой частоты.

Тип диода $Д_1$ любой из серий Д1, Д2 или Д9 с возможно большим номинальным прямым током.

Ручной регулятор громкости. В нем используют переменный ре-



междукаскадной связью и диодным детектором.

зистор R_{11}, который имеет обратнологарифмическую зависимость введенного сопротивления от угла поворота оси.

Принцип действия АРУ. В схемах по рис. 27—29 цепь детектирующего диода $Д_1$ имеет по постоянному току соединение с цепью базы транзистора T_1 первого каскада УПЧ. Поэтому постоянная составляющая тока диода проходит через цепь базы этого транзистора. По мере увеличения уровня сигнала, поступающего с УПЧ на диод, получающаяся в результате детектирования постоянная составляющая также увеличивается. Вследствие этого суммарный ток прямого смещения базы транзистора T_1 и отрицательное смещение на ней уменьшаются, а это ведет к уменьшению тока коллектора и снижению усиления первого каскада УПЧ.

Амплитудная модуляция поступающего на детектор сигнала ПЧ практически не влияет на величину смещения базы транзистора T_1 вследствие наличия фильтрующих цепочек, состоящих из резисторов R_8, R_{10} и конденсаторов C_6, C_7 и C_9.

В схемах по рис. 27 и 29, *а* уровень НЧ сигнала после детектора изменяется на 6—12 *дб* (в 2—4 раза) при изменении уровня сигнала ПЧ в цепи базы первого каскада УПЧ на 25—26 *дб* (в 20 раз). Эффективность действия АРУ здесь получается невысокой вследствие

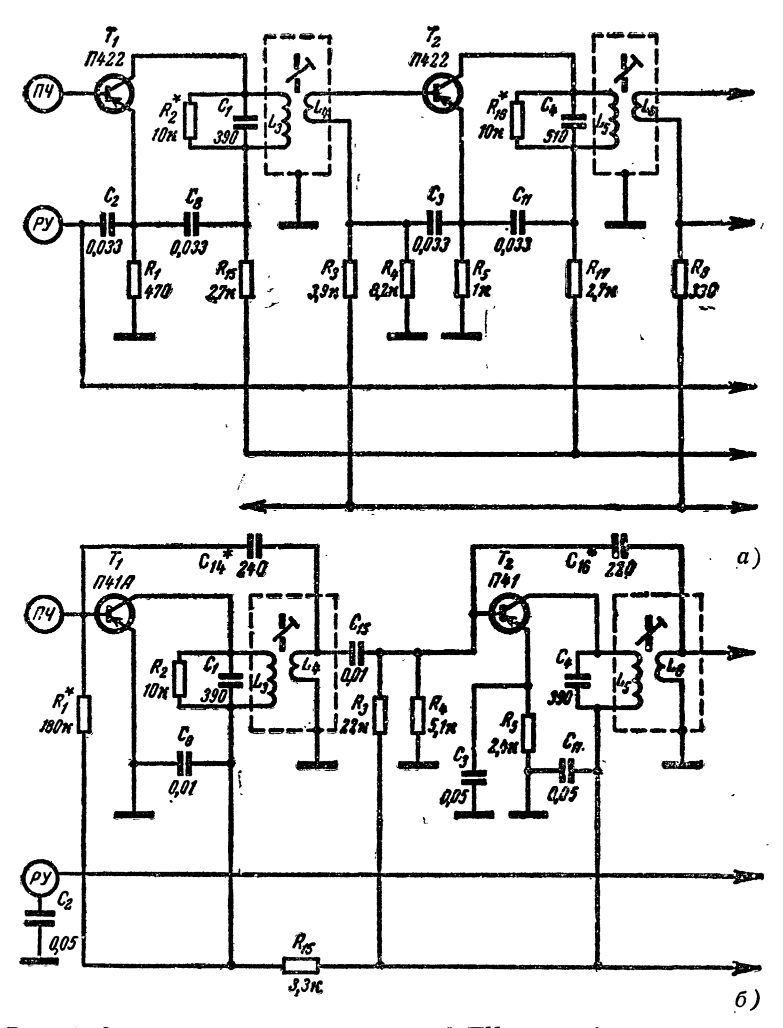
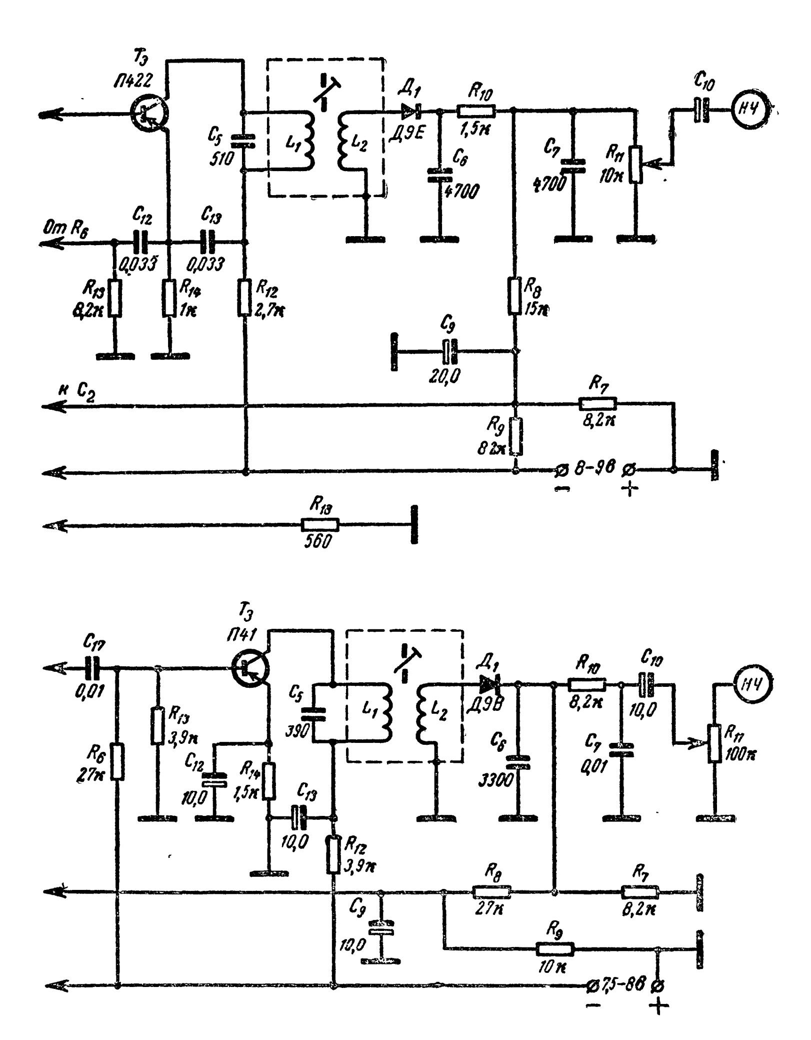


Рис. 29. Схемы трехкаскадных усилителей ПЧ с трансформаторными

а — на высокочастотных диффузионных транзисторах;

наличия резистора R_1 в цепи эмиттера транзистора T_1 регулируемого каскада УПЧ. Дело в том, что при уменьшении тока коллектора этого транзистора падение напряжения на резисторе R_1 также уменьшается, а это ведет к перемещению рабочей точки диода $Д_1$ вниз по его вольт-амперной характеристике. Вследствие этого уменьшается и результирующее напряжение смещения, поступающее с диода в цепь



междукаскадными связями и диодными детекторами.

б — на сплавных транзисторах широкого применения.

базы транзистора T_1, а это неизбежно приводит к снижению эффективности АРУ.

Если резистор R_1 из схем по рис. 27 и 29, *а* исключить (вместе с шунтирующим его конденсатором C_1), т. е. соединить эмиттер транзистора T_1 непосредственно с положительным полюсом источника питания, эффективность действия АРУ существенно улучшится, но вме-

Таблица 12

Трансформаторы связи с детектором для схем по рис. 27, 28 и 29, *а*

Емкость конденсатора C_5, *пф*	Контурная катушка L_1				Катушка связи L_2		От приемника
	L_1, *мкгн*	w_1	Отвод от витка*	Марка провода	w_{II}	Марка провода	
200	590	160	110	ПЭЛ 0,08	110	ПЭЛ 0,08	«Старт», «Топаз»
270	410	130	65	ПЭЛ 0,09	100	ПЭЛ 0,09	«Космос»
270	410	130	65	ПЭВ 0,1	100	ПЭВ 0,1	«Нева-2»
270	410	130	65	ЛЭ 5×0,06	100	ПЭЛ 0,1	«Ласточка»
510	240	96	48	ПЭВ 0,09	96	ПЭВ 0,09	«Сигнал»
510	240	96	48	ПЭВТЛ 0,09	96	ПЭВТЛ 0,09	«Юпитер», «Нейва»
510	240	95	—	ЛЭ 5×0,06	60	ПЭВ 0,1	«Минск-62»
1 000	117	72	—	ЛЭВ 5×0,06	47	ПЭЛШО 0,1	«Гауйя»
1 000	117	65	—	ЛЭВ 0,1	110	ПЭЛШО 0,1	«Селга»
1 000		78	—	ЛЭ 5×0,06	50	ЛЭ 5×0,06	«Мир»
1 500	78	60	—	ЛЭ 5×0,06	75	ПЭЛ 0,1	«Альпинист»
1 500	80	60	—	ПЭВ 5×0,06	45	ПЭВ 0,12	«Сувенир»
510	240	99	—	ПЭВ 0,1	99	ПЭЛШО 0,12	«Соната»**
1 000	140	70	—	ПЭВТЛ 0,12	100	ПЭВТЛ 0,12	«Спорт-2»***

* Количество витков, включенных в цепь коллектора.

** В трансформаторах междукаскадной связи УПЧ приемника „Соната“ (рис. 29, *а*) катушки L_3 и L_5 имеют те же данные, что и катушка L_1, а катушки связи L_4 и L_6 содержат по 10 витков провода ПЭЛШО 0,1.

*** В трансформаторе междукаскадной связи УПЧ приемника „Спорт-2“ (рис. 28) контурная катушка L_3 имеет такие же данные, как и катушка L_1, а катушка связи L_4 содержит 15 витков провода ПЭВТЛ 0,12.

сте с тем ухудшится температурная стабильность регулируемого каскада УПЧ.

Необходимо при этом отметить, что эффективность действия АРУ тем выше, чем больше $B_{ст}$ транзистора T_1 регулируемого каскада, чем меньше величина $I_{к0}$ этого транзистора и чем меньше сопротивление резистора R_8. Однако уменьшение этого сопротивления ухудшает коэффициент передачи диода $Д_1$, как детектора сигнала.

Хотя в цепи эмиттера транзистора T_1 регулируемого каскада усилителя по схеме на рис. 28 также имеется стабилизирующий резистор R_1, однако здесь эффективность действия АРУ несколько выше, чем в УПЧ по схемам на рис. 27 и 29, *а*, так как в цепь детектирующего диода поступает только часть напряжения с упомянутого резистора.

В схеме по рис. 29, *б* уровень НЧ сигнала изменяется на 6—8 *дб* при изменении уровня поступающего с ФСС сигнала ПЧ на 40 *дб*. Лучшая эффективность работы АРУ в последней схеме получается потому, что нет стабилизирующего резистора в цепи эмиттера транзистора T_1 регулируемого каскада, а усиление по току примененного сплавного транзистора П41А при уменьшении прямого смещения базы снижается более резко, чем у высокочастотных диффузионных транзисторов П422, П423 (П401—П403).

Когда в смесителе и в гетеродине приемника работают отдельные транзисторы, действие АРУ может быть усилено с помощью связи по постоянному току между коллекторной цепью регулируемого каскада УПЧ и цепью эмиттера смесителя. Практически это можно осуществить, соединяя коллектор регулируемого каскада УПЧ с эмиттером транзистора в смесителе через резистор [Л. 43]; в схеме на рис. 25 этот резистор имеет обозначение R_{16}. Изменение коллекторного тока транзистора упомянутого каскада УПЧ, вызванное изменением постоянной составляющей тока детектора, ведет к изменению напряжения на коллекторе этого транзистора, что в свою очередь приводит к изменению коллекторного тока и смесительного каскада. В результате коэффициент усиления последнего при увеличении входного сигнала уменьшается.

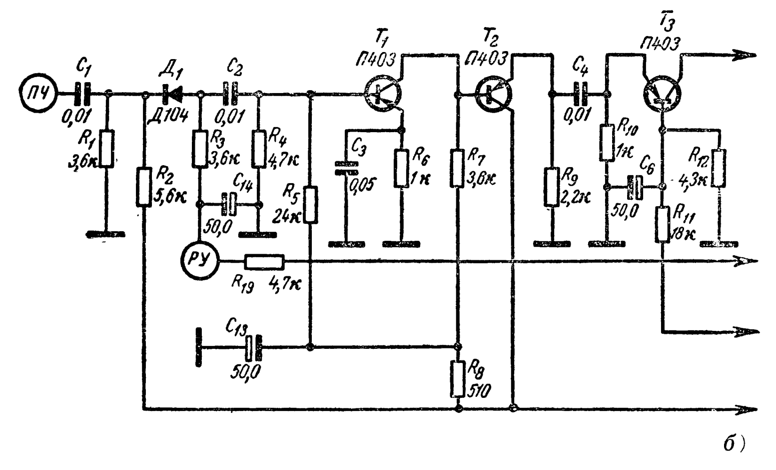
2-9. УСИЛИТЕЛЬ ПЧ С РЕГУЛИРУЕМОЙ ПОЛОСОЙ ПРОПУСКАНИЯ

Полоса пропускания усилителя ПЧ приемника должна быть настолько широкой, чтобы обеспечивать воспроизведение без дополнительных искажений всего спектра модулирующих частот, а сигналы с частотами, находящимися за пределами полосы пропускания, должны эффективно ослабляться. Однако в условиях приема с помехами качество звуковоспроизведения улучшается, если полосу пропускания сузить, хотя при этом существенно ослабляются верхние звуковые частоты.

Ширину полосы пропускания усилителя ПЧ по схеме на рис. 30, *а*, измеряемой на уровне — 3 *дб* по отношению к уровню на средней частоте 465 *кгц*, можно по желанию изменять от 2,5 до 16 *кгц* [Л. 11]; усиление на частоте 465 *кгц* при этом изменяется менее чем на 6 *дб* (с расширением полосы усиление увеличивается).

Во всех пяти усилительных каскадах применены транзисторы П402 (T_1 — T_5), которые включены по схеме с ОЭ. Нечетные каскады — резонансные с двухконтурным полосовым фильтром в каждом

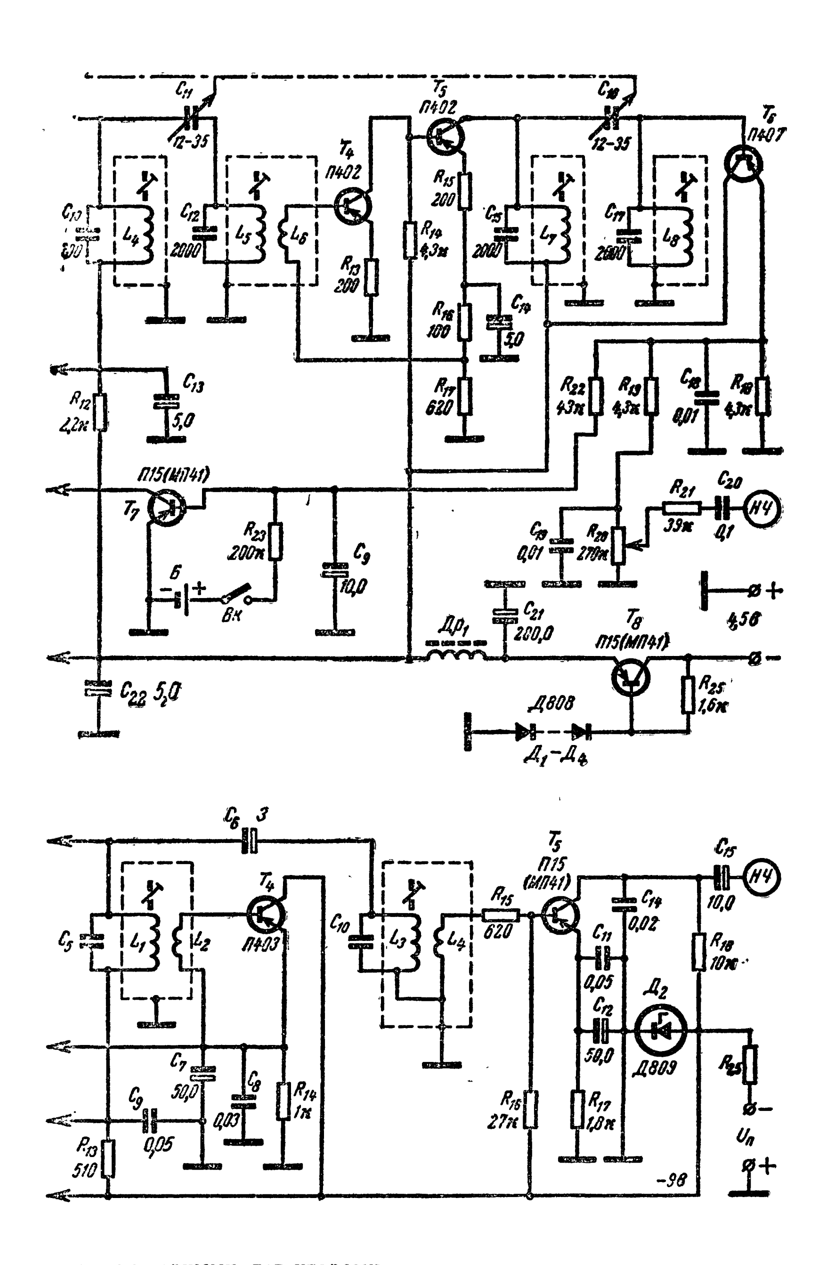
а)



б)

Рис. 30. Схемы усилителей ПЧ

а — пятикаскадный с регулируемой полосой пропускания [Л. 11, 29];



с транзисторными детекторами.

б — трехкаскадный с раздельными детекторами сигнала и АРУ.

из них, а четные — апериодические, причем связь между четвертым и пятым каскадами непосредственная. Регулирование полосы пропускания усилителя осуществляется изменением емкостей конденсаторов C_4, C_{11} и C_{16}, которые связывают резонансные контуры полосовых фильтров.

В качестве детектора (рис. 30, *а*) применен транзистор П407 (T_6), включенный по схеме с ОК. Его эмиттерной нагрузкой является резистор R_{18}, с которого НЧ сигнал через низкочастотный фильтр $R_{19}C_{19}$ подается на потенциометр R_{20} регулирования громкости и далее через резистор R_{21} и конденсатор C_{20} на вход усилителя НЧ.

Напряжение питания транзисторов всех каскадов УПЧ и детектора величиной 2,6 *в* поддерживается неизменным с помощью стабилизатора на транзисторе П15 (T_8) и четырех последовательно соединенных опорных диодах Д808 (используются прямые ветви их характеристик см. стр. 157).

Автоматическое регулирование усиления. В усилителе ПЧ имеется система АРУ с усилителем постоянного тока на транзисторе П15 (T_7). Выводы его коллектора и эмиттера соединены с резистором R_{24} цепи базы транзистора T_2 второго каскада. База транзистора T_7 соединена через резистор R_{22} с нагрузочным резистором детектора R_{18}.

В отсутствие входного сигнала детектирующий транзистор T_6 заперт и падение напряжения на резисторе R_{18} равно нулю. При этом и транзистор T_7 системы АРУ заперт положительным напряжением, поданным на его базу от гальванического элемента *Б* через резистор R_{23}.

При наличии входного сигнала на резисторе R_{18} возникает постоянная составляющая напряжения, часть которого поступает на базу транзистора T_7. Пока отрицательное напряжение с детектора на базе T_7 меньше положительного напряжения от элемента, транзистор этот остается запертым и АРУ не действует («задержка АРУ»). Когда же напряжение с детектора достигнет такой величины, что транзистор T_7 откроется, цепь его коллектора будет шунтировать резистор R_{24}, прямое смещение коллекторного перехода транзистора T_2 и ток его коллектора уменьшается. Это приведет к уменьшению усиления второго каскада УПЧ, а следовательно, и общего усиления канала.

Контурные катушки индуктивности полосовых фильтров L_1, L_2, L_4, L_5, L_7 и L_8 заключены в карбонильные броневые сердечники СБ-12а и содержат по 60 витков провода ЛЭШО 12× ×0,07; намотка рядовая. Катушка связи L_3 имеет 8 витков провода ПЭЛШО 0,12, а катушка L_6 — 13 витков провода ПЭВ 0,12; намотка внавал; расположены катушки связи в общих сердечниках с контурными катушками L_2 и L_5 соответственно. Каждый карбонильный сердечник заключен в алюминиевый экран диаметром 18 и высотой 20 *мм*.

2-10. ТРЕХКАСКАДНЫЙ УПЧ С РАЗДЕЛЬНЫМИ ДЕТЕКТОРАМИ АМ СИГНАЛА И АРУ

Усилитель ПЧ. Модулированный по амплитуде сигнал ПЧ поступает на входную точку *ПЧ* усилителя (рис. 30, *б*) от преобразователя частоты через ФСС (на схеме не показан).

Транзистор T_1 первого каскада усилителя включен по схеме с ОЭ. Цепь коллектора этого транзистора гальванически соединена с цепью базы транзистора T_2 второго каскада, включенного по схеме с ОК.

Второй каскад имеет RC-связь с третьим каскадом на транзисторе T_3. Последний включен по схеме с ОБ и имеет в цепи коллектора полосовой фильтр из двух контуров L_1C_5 и L_3C_{10}, связанных через конденсатор C_6. Применение такой комбинации схем включения транзисторов в отдельных каскадах обеспечивает хорошее согласование нагрузок для каждого из них и усилительные свойства транзисторов достаточно полно используются. Общее усиление схемы до резонансного контура L_1C_5 на промежуточной частоте 450—500 *кгц* достигает величины примерно 80 *дб* (при уровне сигнала на входе УПЧ не свыше 200—250 *мкв*).

Детектор сигнала. С резонансного контура L_3C_{10} модулированный по амплитуде сигнал ПЧ поступает через трансформаторную связь между катушками L_3 и L_4 в цепь базы включенного по схеме с ОЭ транзистора T_5, который работает в качестве детектора сигнала. С помощью делителя напряжения, состоящего из постоянных резисторов R_{15} и R_{16}, на базу подается от общего источника питания небольшое прямое смещение, увеличивающее коэффициент передачи детектора.

На включенном в цепь коллектора резисторе R_{18} получается низкочастотный сигнал, который подается через конденсатор C_{15} на УНЧ для дальнейшего усиления. Конденсатор C_{14} отфильтровывает колебания промежуточной частоты.

Автоматическое регулирование усиления. В систему АРУ входят отдельный детектор на транзисторе T_4 и управляемый делитель напряжения на входе усилителя ПЧ, состоящий из резисторов R_1, R_2, R_3 и кремниевого диода $Д_1$. От источника питания усилителя на этот диод подается прямое смещение такой величины, при которой в отсутствие входного сигнала или при малом его уровне динамическое сопротивление диода мало и сигнал проходит с точки *ПЧ* до базы транзистора T_1 с ничтожными потерями.

На базу транзистора T_4 в детекторе АРУ начальное смещение не подается, вследствие чего ток через резистор R_{14} в цепи эмиттера этого транзистора в отсутствие сигнала весьма мал.

Появившийся сигнал, усиленный всеми тремя каскадами УПЧ, поступает на базу транзистора T_4 из резонансного контура L_1C_5 посредством индуктивности связи между катушками L_1 и L_2. Под действием этого сигнала в цепи эмиттера транзистора T_4 возникает ток, создающий постоянную составляющую напряжения на резисторе R_{14} (переменные составляющие промежуточной и низкой частоты замыкаются через конденсаторы C_7 и C_8). Эта постоянная составляющая через резисторы R_{19} и R_3 поступает на диод $Д_1$ как запирающее смещение. Чем больше его величина, тем в большей степени оно компенсирует прямое смещение, создаваемое источником питания, и тем большим становится динамическое сопротивление диода. Увеличение последнего снижает величину входного сигнала, поступающего на базу транзистора T_1, а значит, и выходного сигнала усилителя.

АРУ начинает работать при уровне сигнала на входе УПЧ около 250 *мкв*, что соответствует напряжению сигнала 1 *в* в цепи коллектора транзистора T_3; при увеличении уровня входного сигнала в 250 раз напряжение сигнала в цепи коллектора транзистора не превышает 2 *в*.

Сопротивление в цепи базы транзистора T_4, представленное только сопротивлением катушки связи L_2, очень мало, вследствие чего каскад на этом транзисторе обладает хорошей температурной стабильностью.

2-11. УСИЛИТЕЛЬ ПЧ С ДИОДНЫМИ ДЕТЕКТОРАМИ АМ И ЧМ СИГНАЛОВ ДЛЯ СУПЕРГЕТЕРОДИНА С УКВ ДИАПАЗОНОМ

Усилитель ПЧ. В цепь базы транзистора T_1 первого каскада усилителя (точка *ПЧ* на схеме по рис. 31) через ФСС (рис. 24) при приеме передач на УКВ поступает ЧМ сигнал со средней частотой 8,4 *Мгц*, а при приеме на других радиовещательных диапазонах — АМ сигнал со средней частотой 465 *кгц*.

Во всех трех каскадах усилителя транзисторы типа П422 (П402) включены по схеме с ОЭ. С корпусом приемника соединен отрицательный полюс источника питания.

В цепи коллекторов транзистора первого T_1 и третьего T_3 каскадов включены последовательно по два резонасных контура, один из которых настроен на частоту 8,4 *Мгц*, а другой на частоту 465 *кгц*.

В цепи коллектора транзистора T_2 второго каскада имеется только один резонансный контур L_5C_7, настроенный на частоту 8,4 *Мгц*. Последовательно с ним включен резистор R_8, который при приеме на УКВ замыкается накоротко контактами переключателя диапазонов. На этом диапазоне второй каскад является резонансным и свя-

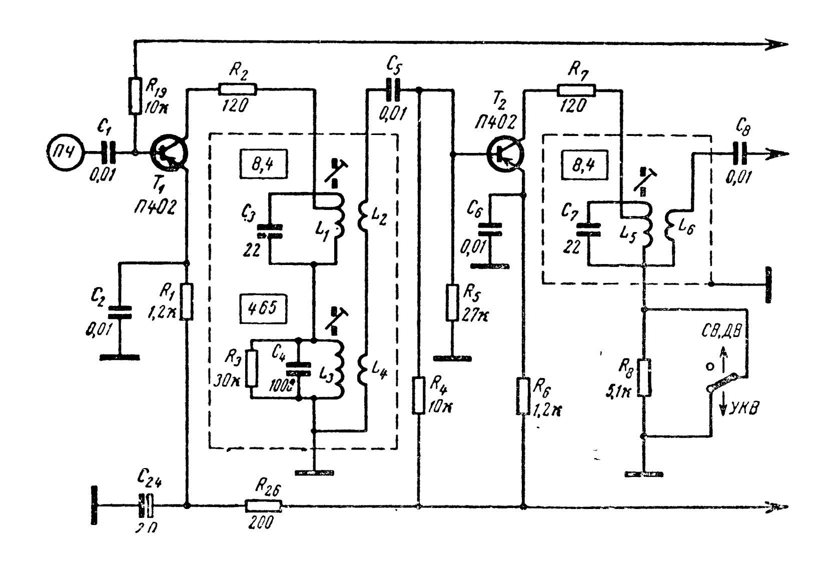


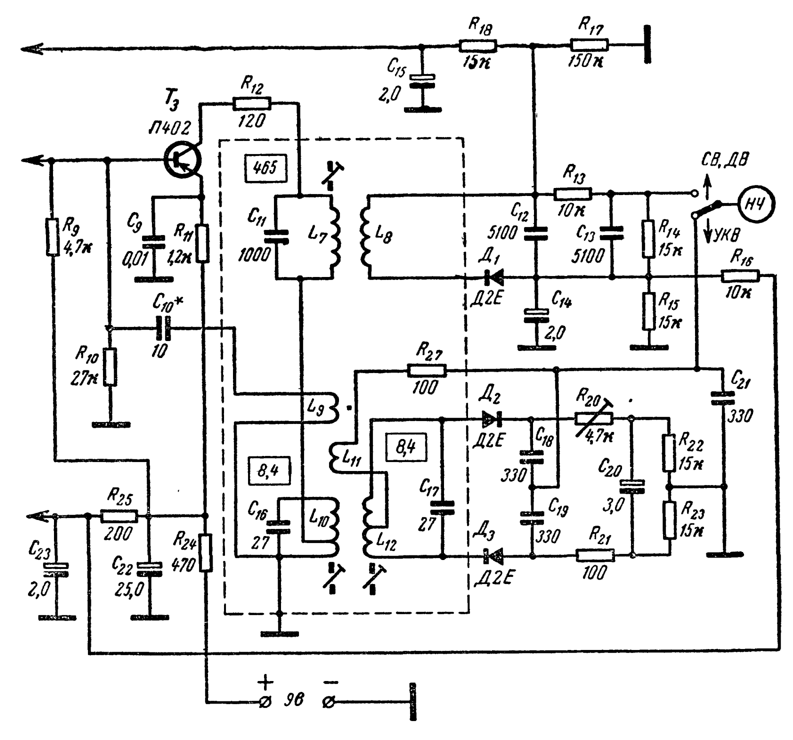
Рис. 31. Схема усилителя ПЧ с раздельными диодными

зан с третьим каскадом индуктивно с помощью катушки связи L_6; на всех других диапазонах, когда промежуточная частота равна 465 *кгц*, второй каскад является апериодическим с *RC*-связью с третьим каскадом.

Связь между первым и вторым каскадами, а также связь третьего каскада с детекторами на всех частотах индуктивная. С помощью катушки L_9 и конденсатора C_{10} осуществляется нейтрализация третьего каскада. Первые два каскада работают устойчиво без нейтрализации, так как дают относительно небольшое усиление.

При приеме в диапазоне УКВ работает детектор ЧМ сигналов (симметричный детектор отношений) на диодах $Д_2$ и $Д_3$, а при приеме в других диапазонах — детектор АМ сигналов на диоде $Д_1$. Последний получает прямое смещение с делителей напряжения, состоящих из резисторов R_{13} — R_{18}. Включение в работу того или иного детектора на вход усилителя НЧ (через точку схемы *НЧ*) осуществляется контактами переключателя диапазонов.

Детектор на диоде $Д_1$ используется также для АРУ. Принцип действия последней аналогичен действию АРУ в схеме по рис. 27; проникновение токов ПЧ с выхода на вход УПЧ предотвращает фильтр, состоящий из конденсаторов C_{12}, C_{15} и резистора R_{18}.



детекторами АМ и ЧМ сигналов («Аусма»).

Трансформаторы ПЧ. Трансформаторы на частоту 8,4 *Мгц* и катушка резонансного контура детектора отношений выполнены на цилиндрических гладких каркасах с подстроечными магнитными сердечниками; намотка всех катушек однослойная, рядовая.

Катушки L_1 и L_5 резонансных контуров первого и второго каскадов УПЧ имеют по 37 витков провода ЛЭ 7×0,05 (18 *мкгн*) с отводами, причем в цепи коллекторов включено по 12 витков. Катушка связи L_2 состоит из 4 витков, а катушка связи L_6 из 2 витков провода ПЭВ 0,12, которые намотаны поверх витков контурных катушек L_1 и L_5 соответственно.

Катушки L_9 — L_{11} намотаны на общем каркасе. Катушка L_{10} резонансного контура содержит 35 витков провода ПЭЛШО 0,15 (16 *мкгн*), причем в цепь коллектора включены 11 витков ее; катушка L_{11} состоит из 8 витков провода ПЭВ 0,12, которые намотаны поверх витков катушки L_{10}, а катушка L_9 цепи нейтрализации — из 5 витков такого же провода, намотанных рядом с витками катушки L_{10}.

Катушка L_{12} резонансного контура детектора отношений намотана на отдельном каркасе и содержит 36 витков провода ПЭЛШО 0,15 (18 *мкгн*), отвод сделан от 18-го витка.

Трансформаторы ПЧ на частоту 465 *кгц* намотаны на четырехсекционных каркасах с подстроечными магнитными сердечниками. Катушки L_3, L_7 и L_8 содержат по 100 витков провода ЛЭ 7×0,05 (150 *мкгн*), причем катушки L_7 и L_8 расположены на общем каркасе. Катушка связи L_4 имеет 6 витков провода ПЭВ 0,12, которые размещены в одной из секций каркаса катушки L_3.

Все трансформаторы ПЧ покаскадно заключены в экраны.

2-12. ВХОДНОЙ БЛОК ПТКП ТРАНЗИСТОРНОГО ТЕЛЕВИЗОРА

Принятый телевизионной антенной спектр радиочастот любого из 12 телевизионных каналов преобразуется входным блоком ПТКП (Переключатель Телевизионных Каналов Полупроводниковый) в спектр промежуточных частот с несущими изображениями 38 *Мгц* и звукового сопровождения 31,5 *Мгц*.

Блок ПТКП содержит каскад усиления ВЧ на транзисторе T_1, смесительный каскад на транзисторе T_2 и гетеродин на транзисторе T_3 (рис. 32). Все транзисторы типа ГТ313Б (f_α =450—1 000 *Мгц*, β_0= =20 ÷ 250, $P_{т.макс}$ =100 *мвт*). Режим транзистора гетеродина стабилизирован опорным диодом типа Д808.

Между антенным гнездом и входным резонансным контуром включен фильтр, состоящий из катушек L_5, L_6 и конденсаторов C_2 — C_4, который подавляет помехи на частотах соответствующих спектру ПЧ телевизора.

Входной резонансный контур. Он состоит из отдельной для каждого канала катушки индуктивности L_1 (на схеме показана только включенная катушка одного из каналов) и подключенных к ней: конденсаторов C_5, C_6, емкостей монтажа и входной емкости транзистора T_1. Контур этот настроен на среднюю частоту каждого канала.

Каскад УВЧ. Транзистор T_1 этого каскада включен по схеме с ОЭ. Нагрузкой его является полосовой фильтр, образуемый двумя резонансными контурами $L_2C_9C_{11}$ и $L_3C_{12}C_{13}$; для каждого канала применены отдельные катушки индуктивности. Каскад этот нейтрализован путем связи его цепи коллектора с цепью базы через после-

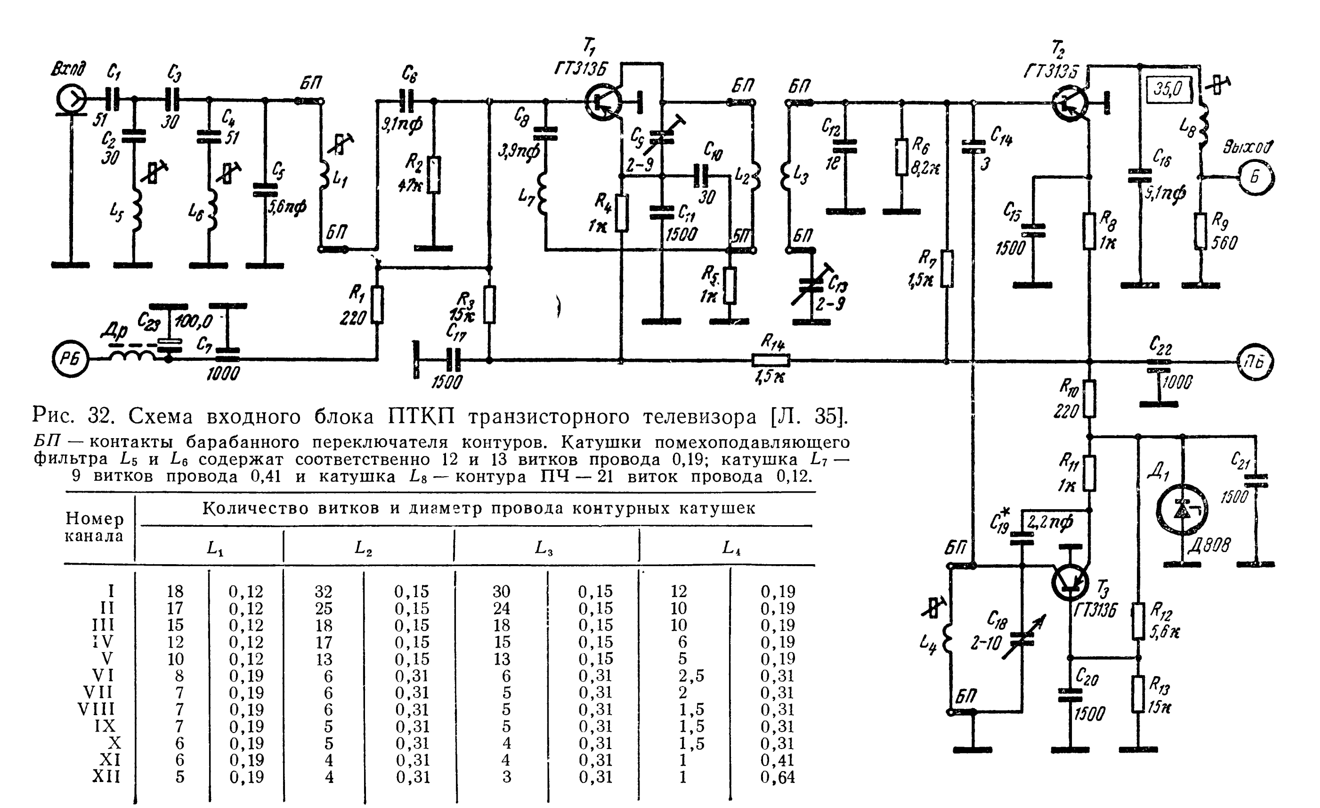


Рис. 32. Схема входного блока ПТКП транзисторного телевизора [Л. 35].

БП — контакты барабанного переключателя контуров. Катушки помехоподавляющего фильтра L_5 и L_6 содержат соответственно 12 и 13 витков провода 0,19; катушка L_7 — 9 витков провода 0,41 и катушка L_8 — контура ПЧ — 21 виток провода 0,12.

Номер канала	Количество витков и диаметр провода контурных катушек							
	L_1		L_2		L_3		L_4	
I	18	0,12	32	0,15	30	0,15	12	0,19
II	17	0,12	25	0,15	24	0,15	10	0,19
III	15	0,12	18	0,15	18	0,15	10	0,19
IV	12	0,12	17	0,15	15	0,15	6	0,19
V	10	0,12	13	0,15	13	0,15	5	0,19
VI	8	0,19	6	0,31	6	0,31	2,5	0,31
VII	7	0,19	6	0,31	5	0,31	2	0,31
VIII	7	0,19	6	0,31	5	0,31	1,5	0,31
IX	7	0,19	5	0,31	5	0,31	1,5	0,31
X	6	0,19	5	0,31	4	0,31	1,5	0,31
XI	6	0,19	4	0,31	4	0,31	1	0,41
XII	5	0,19	4	0,31	3	0,31	1	0,64

довательно соединенные катушку индуктивности L_7 и конденсатор C_8.

АРУ каскада осуществляется напряжением, подаваемым в цепь базы его транзистора T_1 с потенциометра R_{27} на рис. 35.

Смеситель. Транзистор смесителя T_2 включен по схеме с ОЭ как для принимаемого сигнала, так и для колебаний, поступающих от гетеродина; в цепь базы этого транзистора принимаемый сигнал поступает непосредственно с контура $L_3C_{12}C_{13}$ полосового фильтра, а с контура гетеродина L_4C_{18} — через конденсатор C_{14}. Получающиеся в результате преобразования колебания в спектре промежуточных частот выделяются во включенном в коллекторную цепь широкополосном контуре $L_8R_9C_{16}$, который настроен на среднюю частоту этого спектра (35 *Мгц*). Выходное напряжение сигнала снимается с резистора R_9 и подается на ФСС усилителя ПЧ (см. § 2-13).

Гетеродин. Транзистор T_3 включен по схеме с ОБ. Колебательный контур гетеродина образуется отдельной для каждого телевизионного канала катушкой индуктивности L_4 и конденсатором переменной емкости C_{18}, с помощью которого производится точная установка частоты гетеродина. C_{19} — конденсатор обратной связи.

Катушки индуктивности входного контура, полосового фильтра УПЧ, гетеродина и др. — однослойные, намотаны проводом марки ПЭВ на пластмассовых каркасах диаметром 3 *мм*. Подстроечные сердечники катушек L_1, L_4, L_5, L_6 и L_8 латунные, диаметром 2 *мм*. Катушки входного контура, полосового фильтра УВЧ и гетеродина переключаются одновременно. Катушки, относящиеся к каждому из каналов, расположены в отдельных сегментах переключателя барабанного типа.

Проще сконструировать входной блок на два-три телевизионных канала, так как при этом можно применить переключатель каналов галетного или иного типа; данные катушек для выбранных каналов при этом берут из подписи к рис. 32.

2-13. УСИЛИТЕЛЬ ПЧ ОБЩЕГО ТРАКТА ИЗОБРАЖЕНИЯ И ЗВУКОВОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ С ВИДЕОДЕТЕКТОРОМ

На вход усилителя ПЧ, работающего в общем тракте сигналов изображения и звукового сопровождения телевизора, поступает сигнал с преобразователя частоты входного блока. Выходной сигнал этого усилителя ПЧ детектируется видеодетектором.

Электрические параметры. В рабочую полосу частот УПЧ входят несущая ПЧ изображения 38 *Мгц* и несущая частота звукового сопровождения 31,5 *Мгц*. Полоса пропускания УПЧ на уровне 0,5 (—6 *дб*) должна быть 4,5—5 *Мгц*.

Чувствительность со входа УПЧ на частоте 38 *Мгц* должна быть 0,5—1 *мв* (чувствительность определяют при размахе модулирующего напряжения кинескопа, равном 10 *в*, и глубине модуляции входного сигнала 50%).

Избирательность УПЧ по отношению к несущей частоте изображения 38 *Мгц* должна быть не хуже: 20 *дб* на несущей частоте звукового сопровождения (31,5 *Мгц*), 30 *дб* на частоте 39,5 *Мгц* и 40 *дб* на частотах 30 и 41 *Мгц*.

Учитывая, что коэффициент передачи видеодетектора транзисторного телевизора обычно не превышает 0,3 (—10 *дб*), коэффициент усиления УПЧ должен быть порядка 52—60 *дб*; его можно получить,

применяя три усилительных каскада на транзисторах с граничными частотами $f_{\alpha} \geqslant 200$ *Мгц*, например П411 или ГТ313А, включенных по схеме с общим эмиттером.

Частотная характеристика требуемой формы создается применением в УПЧ полосового фильтра сосредоточенной селекции с контурами, настроенными на различные частоты.

Принципиальная схема. На входе усилителя ПЧ по рис. 33 имеется Т-образный полосовой фильтр (ФСС) из четырех резонансных контуров с последовательным включением конденсаторов и катушек индуктивности в каждом из них. Расположенные между смесителем ПТКП и первым каскадом УПЧ контуры L_1C_1 и L_4C_4 настроены на среднюю частоту полосы УПЧ 35 *Мгц* и свободно пропускают спектр частот изображения и звукового сопротивления; контуры L_2C_2 и L_3C_3, настроенные на частоты 41 и 30 *Мгц*, шунтируют вход усилителя ПЧ, создавая требуемый спад частотной характеристики за пределами рабочей полосы частот.

Междукаскадные связи осуществляются с помощью двух двухконтурных полосовых фильтров; контуры каждого из них связаны конденсаторами C_{11} и C_{18}. Во всех каскадах осуществлена нейтрализация с применением конденсаторов C_5, C_{14} и C_{21}.

В схеме УПЧ телевизора «Юность» (рис. 34) применен ФСС из семи резонансных контуров. При этом первый каскад УПЧ апериодический с RC-связью со вторым каскадом, а второй каскад имеет одиночный резонансный контур L_8C_{16} в цепи коллектора.

В схемах по рис. 33 и 34 сигнал ПЧ передается из цепи коллектора транзистора T_3 третьего каскада на видеодетектор через полосовой фильтр $C_{23}L_9L_{10}C_{24}C_{25}$, оба контура которого настроены на среднюю частоту полосы пропускания 35 *Мгц*. Получаемый в результате детектирования сигнал передается на вход видеоусилителя через фильтр нижних частот $C_{27}Др_1C_{28}$, частота среза которого около 7 *Мгц*.

Резисторы R_{19} — R_{22} в схеме по рис. 34 образуют делитель напряжения, с которого осуществляется питание третьего каскада УПЧ на транзисторе T_3 и с которого через точки *В1* и *В2* подается смещение на базу транзистора первого каскада видеоусилителя по схеме на рис. 35, *б*. (Резисторы R_{21} и R_{22} в схеме на рис. 34 входят в цепь базы транзистора T_1 на схеме по рис. 35, *б*, где они имеют обозначение R_2 и R_1 соответственно.) Кроме того, с упомянутого делителя напряжения через точку *СМ* поступает смещение на базу транзистора амплитудного селектора узла синхронизации, выполненного по схеме на рис. 59.

Автоматическое регулирование усиления. В УПЧ по рис. 33 автоматическое регулирование усиления осуществляется изменением смещения на базах транзисторов T_1 и T_2 первого и второго каскадов с помощью усилителя постоянного тока на транзисторе T_4. Положительный потенциал на его эмиттер поступает от источника питания через резисторы R_2, R_1, R_7 и R_6, входящие в делители напряжения для цепей баз транзисторов T_1 и T_2, и резистор R_{17}. Управляющим напряжением АРУ является напряжение между эмиттером и коллектором транзистора первого каскада видеоусилителя (T_1 на рис. 35, *а*), которое через точку *ВУ* и интегрирующую цепочку из резисторов R_{15}, R_{16} и конденсатора C_{31} (рис. 33) поступает на базу транзистора T_4.

При увеличении уровня сигнала на входе телевизора коллекторный ток транзисторов первого каскада видеоусилителя возрастает,

что ведет к уменьшению напряжения между его эмиттером и коллектором, соединенным с корпусом телевизора. Вследствие этого уменьшается напряжение между базой и коллектором транзистора T_4, что соответствует увеличению отрицательного смещения на его базе. В результате ток эмиттера транзистора T_4 увеличивается. Падение напряжения на резисторе R_{18}, который является общим для делителей в цепях без транзисторов T_1 и T_2. При этом уменьшается; смещение на их базах становится более отрицательным; коллекторные токи этих транзисторов возрастают, их рабочие точки смещаются к области насыщения и усиление первых двух каскадов УПЧ падает.

Система ключевой АРУ (рис. 34). При изменении уровня входного сигнала на 20 *дб* уровень напряжения, поступающего на видеодетектор, изменяется не более чем на 3 *дб*.

В системе ключевой АРУ работают транзисторы T_4, T_5 и диоды $Д_2$ и $Д_3$. База транзистора T_4 через резистор R_{20} и точку *ВУ* соединена с эмиттером первого каскада видеоусилителя, а коллектор этого транзистора через резистор R_{24} и точку *КЛ* — с выходным трансформатором узла строчной развертки. При отсутствии сигнала изображения транзистор T_4 заперт; импульс обратного хода строчной

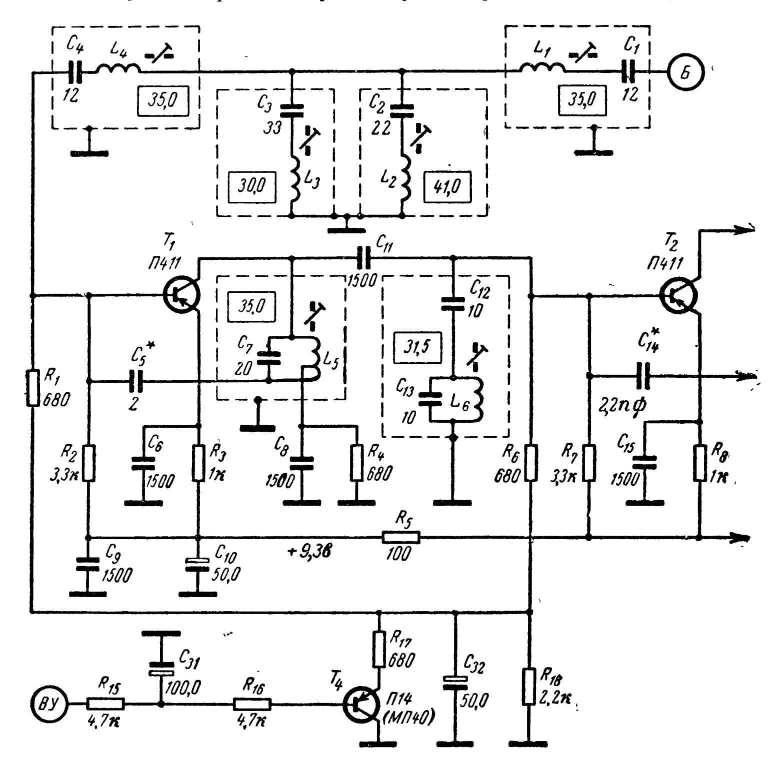


Рис. 33. Трехкаскадный усилитель ПЧ телевизора с двухконтурным

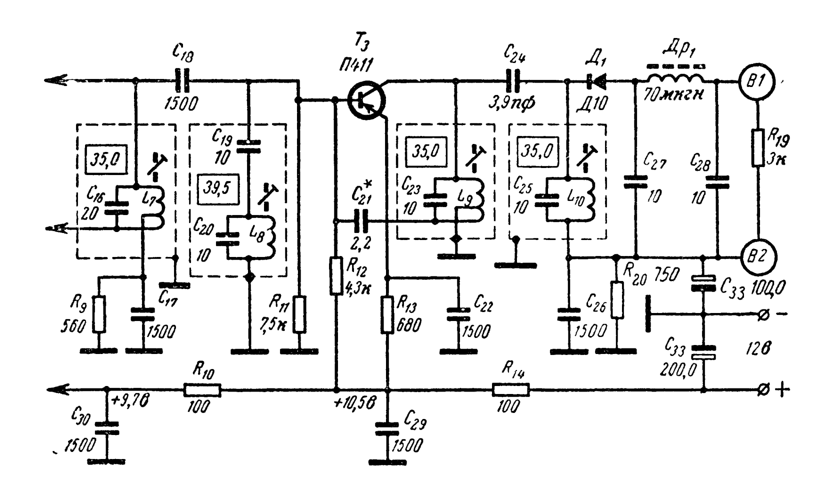
развертки, сформированный диодом $Д_2$, выпрямляется диодом $Д_3$ и поступает в цепь базы транзистора T_5 каскада усиления постоянного тока. Получаемое на резисторе R_{27} усиленное постоянное напряжение используется как начальное напряжение смещения базы транзистора T_2 второго каскада УПЧ, а также транзистора каскада УВЧ во входном блоке ПТКП (на него смещение подается через точку *РБ* схемы).

При поступлении сигнала изображения на базу транзистора T_4 он отпирается и шунтирует диод $Д_3$, вследствие чего выпрямленное напряжение на базе транзистора T_5 уменьшается. Вместе с тем уменьшается смещение на базах транзистора T_2 усилителя ПЧ и транзистора УВЧ во входном блоке и усиление каскадов падает. Потенциометром R_{27} можно регулировать усиление каскада УВЧ.

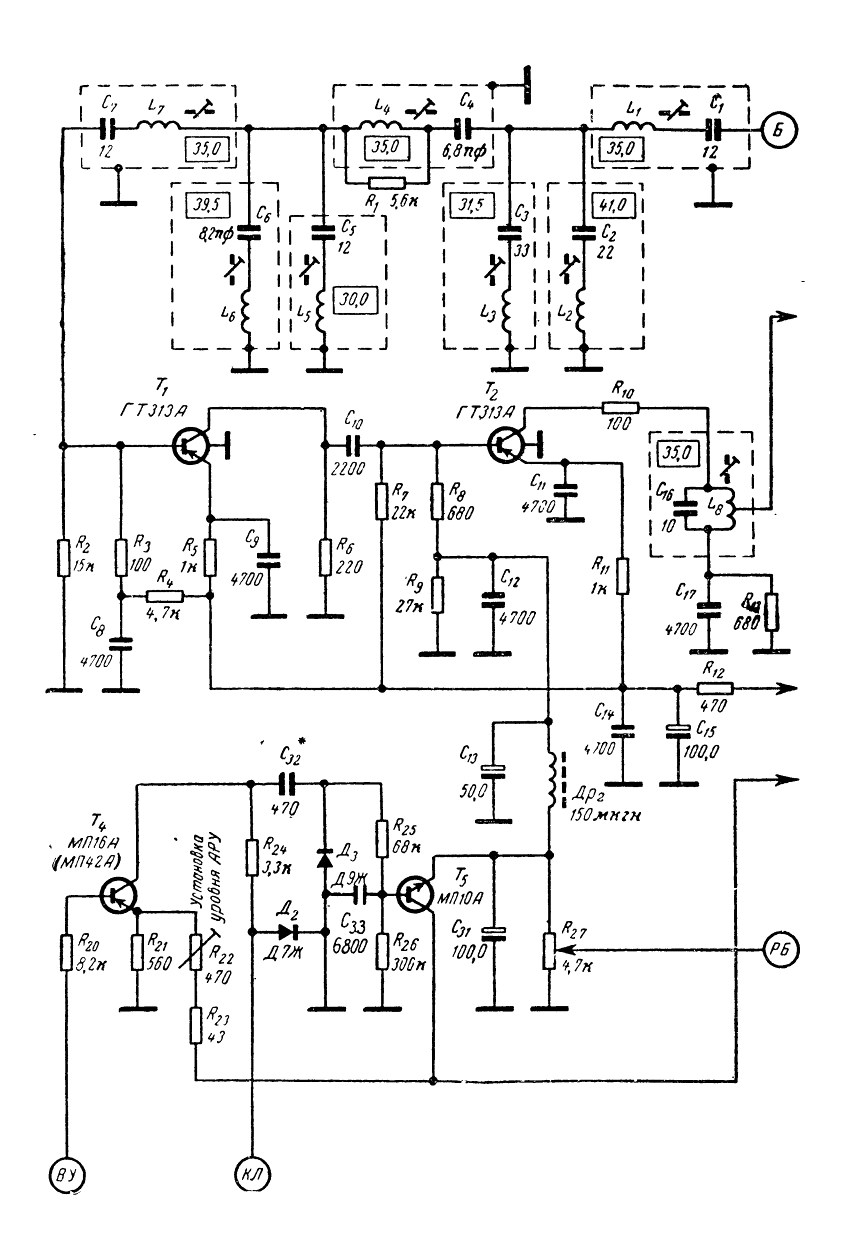
Контурные катушки. Каждая из катушек резонансных контуров УПЧ намотана на отдельном каркасе внешним диаметром 6 *мм* из полистирола или органического стекла и имеет подстроечный магнитный сердечник диаметром 4 *мм* из феррита марки 13ВЧ1; возможно применение подстроечника из карбонильного железа с резьбой М4 (от стандартного броневого сердечника СБ-12).

В схеме УПЧ на рис. 33 катушки индуктивности намотаны проводом ПЭВ 0,21 и имеют следующее количество витков: L_1—19, L_2—10, L_3—12, L_4—19, L_5—8, L_6—15, L_7—8, L_8—12, L_9—15 и L_{10}—14 витков. В катушках L_5 и L_7 сделаны отводы от первого витка, а в катушке L_9 от второго, считая от соединенных с корпусом концов.

В схеме УПЧ по рис. 34 катушки индуктивности имеют следующие данные: L_1—17 витков провода ПЭВ 0,2; L_2—9 и L_3—11 вит-



полосовым фильтром в каждом каскаде.



C7
L7
12
35,0
L4
C4
35,0
6,8пф
R1 5,6к
L1
C1
35,0
12
Б
39,5
C6
8,2пф
L6
C5
12
30,0
L5
31,5
C3
33
L3
41,0
C2
22
L2
T1
ГТ313А
C10
2200
T2
ГТ313А
R10
100
35,0
C11
4700
C16
10
L8
R2
15к
R3
100
R5
1к
C9
4700
R6
220
R7
22к
R8
680
R9
27к
C12
4700
R11
1к
C17
4700
680
R4
4,7к
C8
4700
R12
470
C14
4700
C15
100,0
C13
50,0
Др2
150мкгн
C32*
470
T4
МП16А
(МП42А)
установка уровня АРУ
R24
3,3к
Д3
Д9Ж
R25
68к
T5
МП10А
Д2
Д7Ж
C33
6800
R26
300к
C31
100,0
R27
4,7к
РБ
R20
8,2к
R21
560
R22
470
R23
43
ВУ
КЛ

ков провода ПЭВ 0,31; L_4—23 витка провода ПЭВ 0,2; L_5—16 и L_6—26 витков провода ПЭВ 0,31, L_7—17 витков провода ПЭВ 0,2; L_8—12 витков провода ПЭВ 0,31; L_9—13 и L_{10}—12 витков провода ПЭВ 0,23. В катушке L_8 отвод сделан от второго витка.

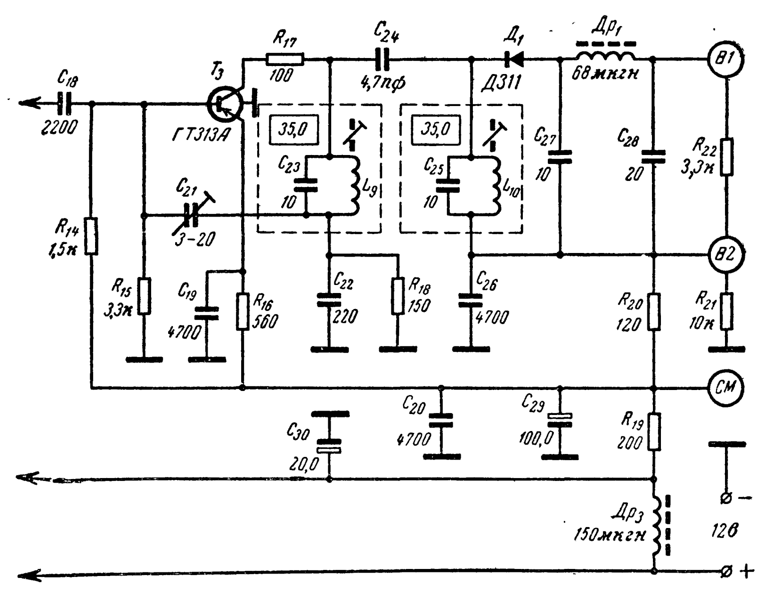


Рис. 34. Трехкаскадный УПЧ телевизора с системой ключевой АРУ [Л. 35].

2-14. ВИДЕОУСИЛИТЕЛЬ ТЕЛЕВИЗОРА

На вход видеоусилителя телевизора поступает сигнал с видеодетектора, а выходной сигнал видеоусилителя используется для модуляции луча кинескопа.

Электрические параметры. Для получения на экране достаточно контрастного изображения видеоусилитель должен усиливать частоты до 4,5—5 *Мгц*. Усиление его по напряжению в этой полосе частот должно быть порядка 36—40 *дб* при размахе поступающего с видеодетектора напряжения порядка 1 *в*.

Требования эти могут быть реализованы при наличии в видеоусилителе двух каскадов на транзисторах.

Первый каскад (рис. 35, *а*) содержит высокочастотный маломощный транзистор, например типов П403, П414 — П416, П423 или ГТ313А, включенный по схеме с ОК. Хотя такой каскад и не дает усиления по напряжению, но он повышает входное сопротивление видеоусилителя и без него невозможно согласование входа видеоусилителя с видеодетектором.

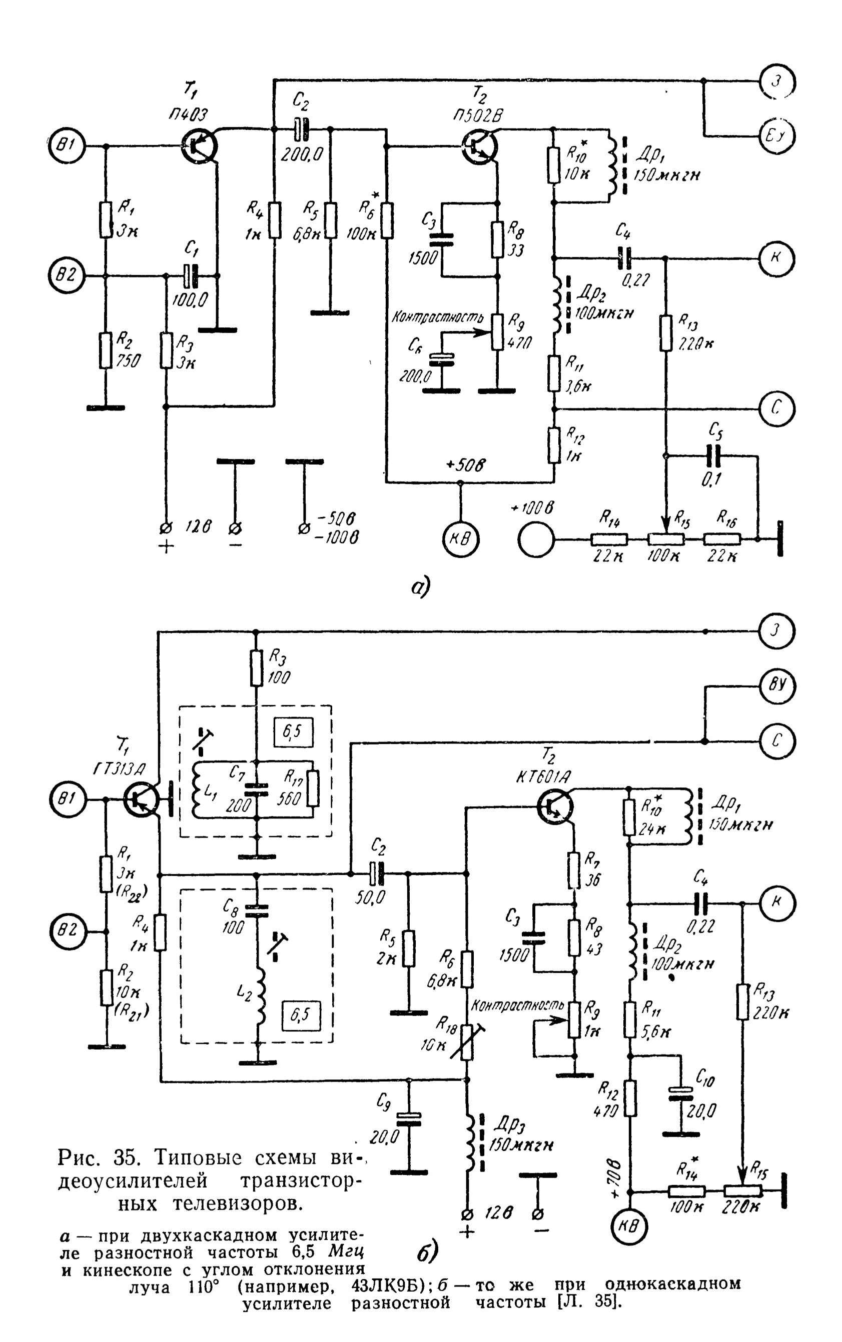


Рис. 35. Типовые схемы видеоусилителей транзисторных телевизоров.

а — при двухкаскадном усилителе разностной частоты 6,5 *Мгц* и кинескопе с углом отклонения луча 110° (например, 43ЛК9Б); *б* — то же при однокаскадном усилителе разностной частоты [Л. 35].

Выходной каскад на транзисторе T_2 (рис. 35, *а*) включен по схеме с общим эмиттером. С первого каскада видеосигнал поступает на базу транзистора T_2 через конденсатор C_2, а из его коллекторной цепи передается на катод кинескопа через конденсатор C_4. Для получения контрастного изображения на экране кинескопа размах напряжения модулирующего сигнала в зависимости от типа применяемого кинескопа, должен иметь величину порядка 40—60 *в*. Поэтому для питания коллекторной цепи выходного каскада видеоусилителя требуется существенно большее напряжение, чем для всех других транзисторов телевизора (порядка 50—100 *в*) и в этом каскаде необходимо применять транзистор с повышенным значением предельного напряжения $U_{к\ э.макс}$. Напряжение питания коллектора этого транзистора получают путем выпрямления колебаний частоты строчной развертки (см. § 4-6).

В выходном каскаде осуществляется сложная коррекция частотной характеристики видеоусилителя с помощью дросселей $Др_1$, $Др_2$ и резисторов R_{10}—R_{12} в цепи коллектора и частотно-зависимой отрицательной обратной связи по току, создаваемой наличием резисторов $R_8 — R_9$ и конденсаторов C_3, C_6, включенных в цепь эмиттера транзистора T_2. Переменным резистором R_9 изменяют примерно на 20 *дб* глубину обратной связи в области верхних частот видеосигнала, регулируя таким образом контрастность изображения на экране кинескопа. Потенциометром R_{15} изменяют напряжение между катодом и модулирующим электродом кинескопа, регулируя тем самым яркость изображения.

Связь с усилителем разностной частоты. В схеме на рис. 35, *а* сигнал промежуточной частоты канала звукового сопровождения (разностной частоты) 6,5 *Мгц* подается на вход усилителя этой частоты из цепи эмиттера транзистора T_1 первого каскада видеоусилителя; в данном случае усилитель разностной частоты должен быть двухкаскадным.

Количество каскадов усилителя разностной частоты можно уменьшить до одного, если для усиления на этой частоте использовать первый каскад видеоусилителя. Для этого в цепь коллектора транзистора T_1 (рис. 35, *б*) включен параллельный резонансный контур $L_1C_7R_{17}$, а в цепь его эмиттера — последовательный режекторный контур L_2C_8. Оба контура настроены на частоту 6,5 *Мгц*. Для видеочастот (до 6 *Мгц*) полное сопротивление коллекторного контура $L_1C_7R_{17}$ очень мало, вследствие чего на этих частотах первый каскад видеоусилителя можно рассматривать как каскад по схеме с общим коллектором. Вместе с тем на частоте 6,5 *Мгц* этот каскад работает как резонансный усилитель по схеме с общим эмиттером, так как для этой частоты полное сопротивление последовательного контура L_2C_8 в цепи эмиттера близко к нулю, а сопротивление параллельного контура $L_1C_7R_{17}$ в цепи коллектора наибольшее.

Контурные катушки видеоусилителя намотаны на каркасах внешним диаметром 6 *мм* из полистирола или органического стекла и имеют магнитные подстроечные сердечники диаметром 4 *мм* из феррита марки 13ВЧ1; возможно использование карбонильных подстроечников с резьбой М4 от броневых сердечников типа СБ-12. Катушка L_1 содержит 24 и катушка L_2 — 40 витков провода ПЭВ-0,23.

Во избежание самовозбуждения первого каскада видеоусилителя вследствие индуктивной связи между катушками каждый резонансный контур должен быть заключен в индивидуальный экран.

2-15. УСИЛИТЕЛЬ РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ 6,5 *Мгц* С ЧАСТОТНЫМ ДЕТЕКТОРОМ КАНАЛА ЗВУКОВОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ ТЕЛЕВИЗОРА

В канале звукового сопровождения телевизора на разностной частоте 6,5 *Мгц* необходимо иметь усиление по напряжению примерно равное 64 *дб*. Такое усиление можно получить от двух резонансных

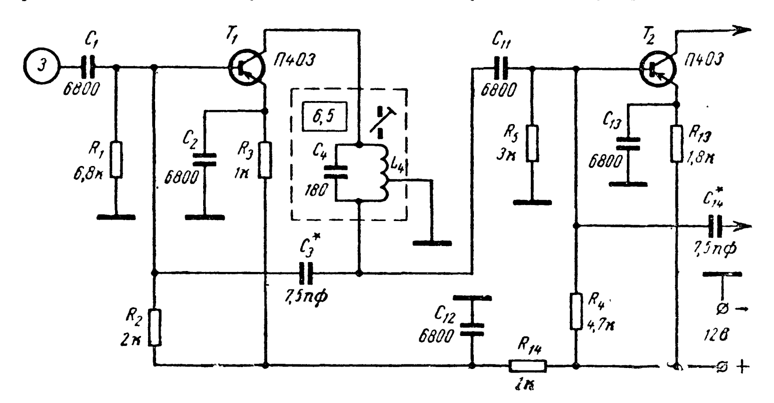


Рис. 36. Двухкаскадный усилитель разностной частоты сопровождения

каскадов на высокочастотных транзисторах, например типа П403 или ГТ313А, с применением нейтрализации [Л. 15].

На частоту 6,5 *Мгц* настраивают контур L_4C_4 (рис. 36), а также контуры L_1C_5 и L_3C_6 фазовращающего трансформатора частотного детектора. Нейтрализация осуществляется конденсаторами C_3 и C_{14}, емкость которых подбирается при налаживании телевизора.

Применение жесткой температурной стабилизации усилительных каскадов обеспечивает устойчивую их работу в диапазоне температур от 20 до 60° С, дает возможность использовать в схеме транзисторы с большим разбросом коэффициента усиления по току.

Однокаскадный усилитель разностной частоты (рис. 37) можно применять при условии, что предварительное усиление на этой частоте (6,5 *Мгц*) осуществляется первым каскадом видеоусилителя (рис. 35, *б*).

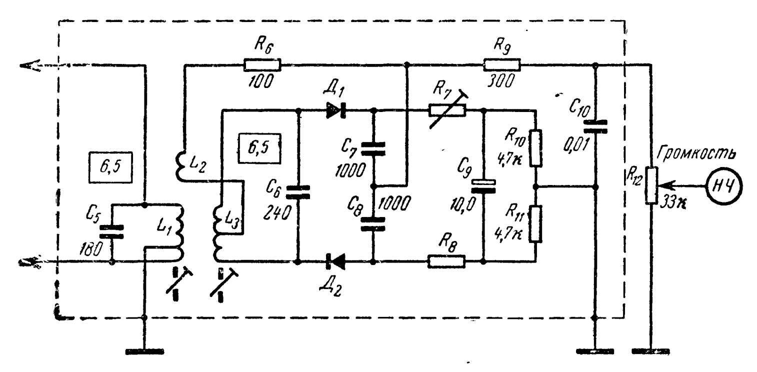
Один каскад усиления на частоте 6,5 *Мгц* может работать и без нейтрализации [Л. 35].

Катушки индуктивности каждого резонансного контура намотаны на отдельных каркасах внешним диаметром 6 *мм* из полистирола или органического стекла и имеют подстроечные магнитные сердечники диаметром 4 *мм* из феррита марки 13ВЧ1. Возможно применение подстроечников из карбонильного железа с резьбой М4 (от стандартных броневых сердечников СБ-12). Расстояние между расположенными параллельно осями каркасов катушек L_1 и L_3 — 12 *мм*.

В схеме по рис. 36 катушки намотаны проводом ПЭВ 0,21: L_1 и L_4 имеют по 24 витка с отводом от 16-го витка (при $C_4=C_5=$

$=180$ *пф*), L_3 — 16 витков с отводом от середины (при $C_6=240$ *пф*) и L_2 — 10 витков, расположенных поверх витков катушки L_1.

Катушки фазосдвигающего трансформатора в схеме на рис. 37 намотаны проводом ПЭВ 0,23 (при емкостях конденсаторов $C_5=$ $=C_6=100$ *пф*): L_1 имеет 36 витков, L_3 — 36 витков с отводом от середины и L_2 — 11 витков.



6,5 *Мгц* с частотным детектором для тракта звукового телевизора

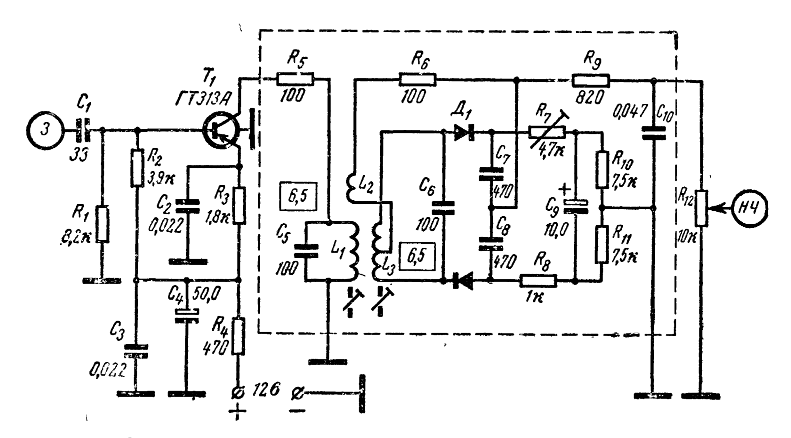


Рис. 37. Однокаскадный усилитель разностной частоты 6,5 *Мгц* с частотным детектором для тракта звукового сопровождения телевизора.

РАЗДЕЛ 3

СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

3-1. УСИЛИТЕЛИ НЧ МИКРОПРИЕМНИКОВ, РАБОТАЮЩИХ НА ТЕЛЕФОНЫ

При приеме на магнитную антенну с применением каскадов усиления ВЧ или ПЧ, усилитель низкой частоты должен быть двухкаскадным. В усилителях НЧ по схемам на рис. 38 транзистор первого каскада включен по схеме с ОЭ, а транзистор оконечного каскада по рис 38, *а* включен по схеме с ОК и по рис. 38, *б* — по схеме с ОЭ. В той и другой схеме осуществляется непосредственная междукаскадная связь (без конденсаторов связи). Стабилизирующая отри-

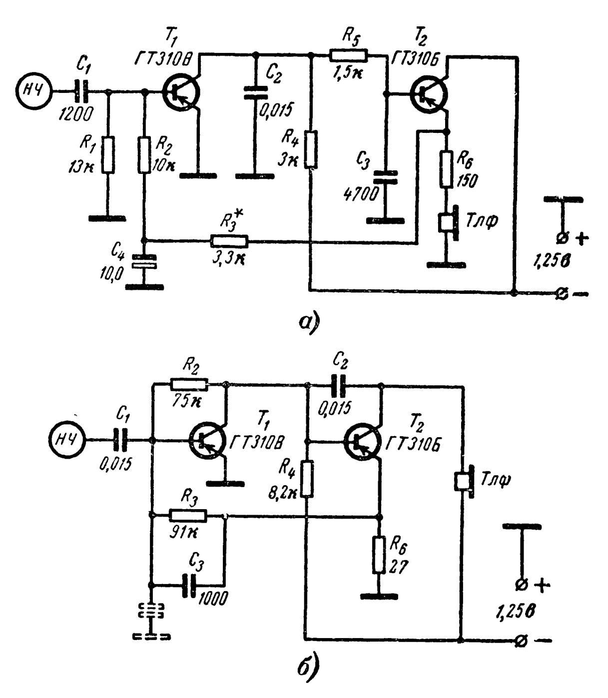


Рис. 38. Схемы каскадов УНЧ микрорадиоприемников «Микро» (*а*) и «Маяк» (*б*).

цательная обратная связь с эмиттера транзистора оконечного каскада в цепь базы транзистора первого каскада подается через резистор R_3. В схеме усилителя по рис. 38, *б*, кроме того, имеются отрицательные обратные связи из цепи коллектора в цепь базы каждого транзистора: в первом каскаде через резистор R_2, а в оконечном — через конденсатор C_2 (частотно-зависимая связь).

В первом каскаде УНЧ вместо транзистора ГТ310В можно применить транзистор П39Б, П40, П13Б или П14, а в оконечном вместо ГТ310Б транзистор П41А или П15А, что, впрочем, приведет к некоторому увеличению габаритов приемника.

3-2. УСИЛИТЕЛИ НЧ ПОРТАТИВНЫХ ПРИЕМНИКОВ С ГРОМКОГОВОРИТЕЛЯМИ

Низкочастотная часть современного транзисторного портативного радиовещательного приемника с громкоговорителем имеет, как правило, три каскада на маломощных германиевых сплавных транзисторах серий П13—П15А, МП39—МП41А, ГТ108А — ГТ108Г или ГТ109А — ГТ109Г (рис. 39); два каскада предварительного усиления однотактные, содержат по одному транзистору, а третий, оконечный, двухтактный, — два транзистора, работающие в режиме АВ.

Номинальная выходная мощность при типовом напряжении питающей батареи 9 *в* и транзисторах серии МП39 — МП41 (П13 — П15) в оконечном каскаде имеет величину 70—150 *мвт*, а при использовании транзисторов серии ГТ108 — порядка 60 *мвт*. С транзисторами серий ГТ108 или П5 при напряжении питающей батареи 2,5 *в* выходная мощность 15—25 *мвт*. Во всех случаях коэффициент гармоник не более 10%.

Учитывая, что применяемые в портативных приемниках малогабаритные громкоговорители воспроизводят относительно узкую полосу частот — от 300—450 до 3 000—4 000 *гц*, нет необходимости рассчитывать усилитель НЧ такого приемника на более широкую полосу пропускания.

Каскады предварительного усиления. Если входной каскад усилителя НЧ выполнен по схеме с ОЭ (рис. 39, *а* и *б*), то стабилизирующий резистор R_4 в цепи эмиттера конденсатором обычно не шунтируют; это увеличивает входное сопротивление каскада (оно является нагрузкой детектора по низкой частоте) и тем самым повышает коэффициент передачи детектора. С той же целью последовательно с конденсатором связи C_1 включают резистор R_2. Номинальное входное напряжение усилителя НЧ с первым каскадом по схеме с ОЭ имеет порядок 15—20 *мв*.

Иногда входной каскад выполняют по схеме с ОК (рис. 39, *в*). Хотя такой каскад и не дает усиления по напряжению и требуемое входное напряжение больше, он обладает бо́льшим входным сопротивлением. Вследствие этого коэффициент передачи детектора увеличивается и в цепи базы второго каскада усилителя НЧ можно получить не меньший уровень сигнала, чем при включении транзистора первого каскада по схеме с ОЭ.

Учитывая, что входное сопротивление каскада возрастает с увеличением коэффициента усиления по току используемого транзистора, рекомендуется применять во входном каскаде (при любой схеме) транзистор с возможно большим β_0, например ГТ108В, ГТ109В, МП41А, П15А.

Связь первого каскада с выполненным по схеме с ОЭ вторым каскадом — типа RC (рис. 39, *а* и *в*) или непосредственная (рис. 39, *б*). В последней схеме в качестве смещения на базу транзистора T_1 первого каскада используется падение напряжения на резисторах R_{10} и R_{13}, включенных в цепь эмиттера транзистора T_2 второго каскада; это улучшает температурную стабильность рабочих точек обоих каскадов.

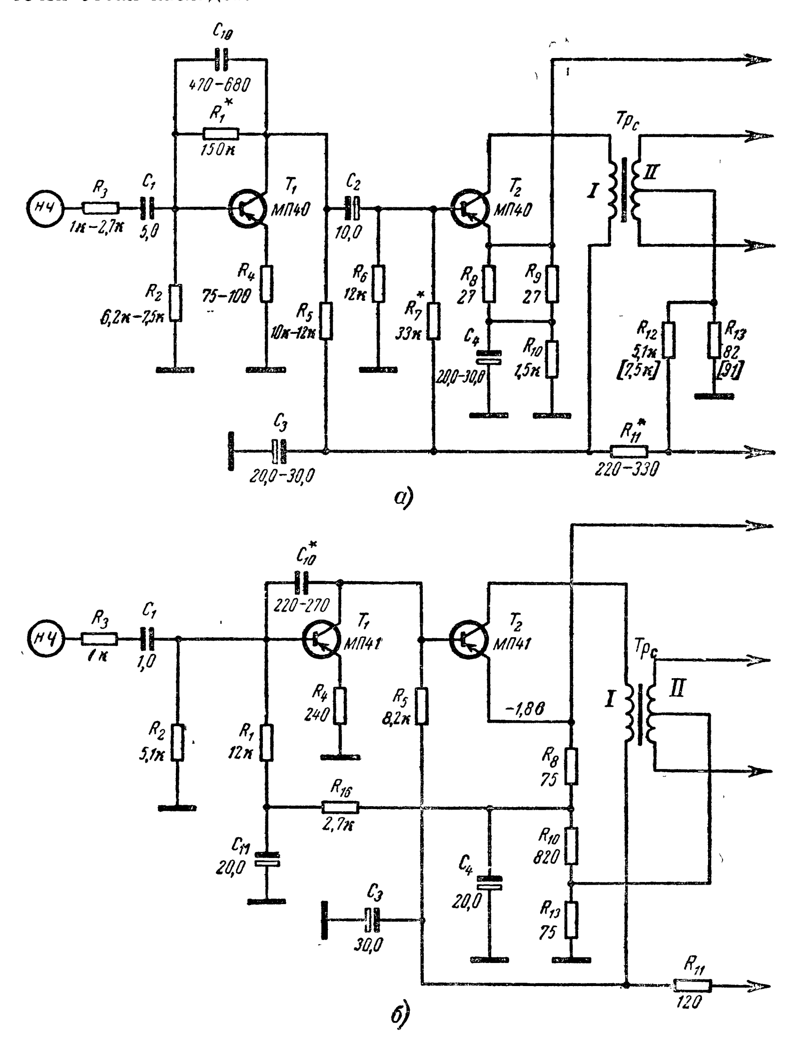
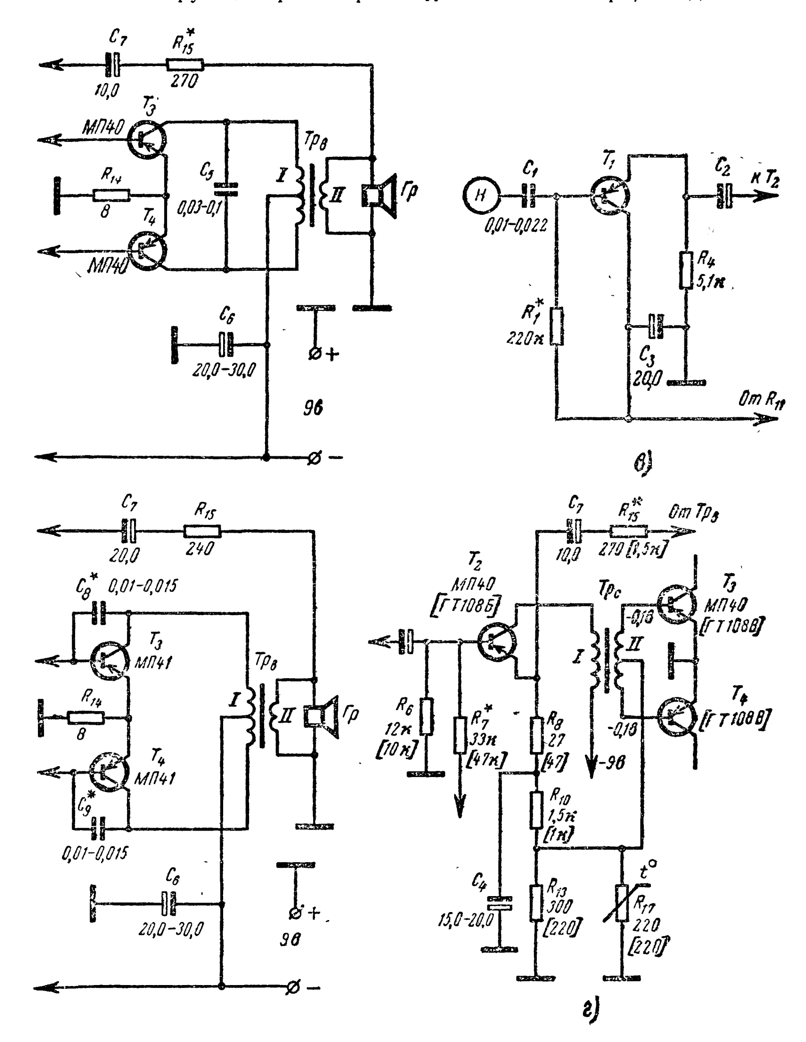


Рис. 39. Усилители НЧ с двухтактными оконечными каскадами для *а, б* — типовые схемы; *в* — входной каскад по схеме с ОК; *г* — применение термо

Второй каскад связан с оконечным каскадом согласующим (понижающим) и фазоинвертирующим трансформатором $Тр_с$. Чтобы создать на базах транзисторов $Т_3$ и $Т_4$ напряжения сигнала, сдвинутые на 180°, трансформатор имеет отвод от средней точки во вторичной обмотке.

Оконечный каскад. Транзисторы включены по схеме с ОЭ с общим стабилизирующим резистором R_{14} в цепи эмиттера; конденса-



портативных радиовещательных приемников с громкоговорителями. резистора для улучшения температурной стабильности оконечного каскада.

тором его шунтировать не нужно. Работают транзисторы в режиме АВ.

Во избежание возникновения заметных нелинейных искажений при малых уровнях сигнала коллекторный ток покоя оконечного каскада должен иметь величину 2—4 *ма*. Это достигается подачей на базы его транзисторов T_3 и T_4 начального отрицательного смещения величиной около 0,1 *в*. В схеме на рис. 39, *а* его получают от общей батареи с помощью делителя напряжения, состоящего из резисторов R_{12} и R_{13}. Чтобы исключить расход тока от батареи на этот делитель и таким образом повысить экономичность приемника, применяют схему по рис. 39, *б*; отличается она тем, что в качестве смещения на базы транзисторов T_3 и T_4 оконечного каскада используется падение напряжения на резисторе R_{13}, включенном в цепь эмиттера транзистора T_2 предоконечного каскада. При этом температурная стабильность оконечного каскада повышается. Ее можно повысить дополнительно, включив параллельно резистору R_{13} терморезистор R_{17} (рис. 39, *г*).

Отрицательная обратная связь. Она снижает нелинейные и частотные искажения и подается обычно со вторичной обмотки выходного трансформатора в цепь эмиттера предоконечного каскада. Цепь обратной связи образует конденсатор C_7, резистор R_{15} и резисторы R_8, R_9 в цепи эмиттера транзистора T_2.

Применяют также дополнительную частотно-зависимую обратную связь из цепи коллекторов в цепь баз транзисторов оконечного каскада, включая конденсаторы C_8 и C_9 (рис. 39, *б*).

Трансформаторы. Уменьшенные габариты согласующего (междукаскадного) и выходного трансформаторов получают, применяя в них сердечники с высокой начальной магнитной проницаемостью. Обычно их собирают из пластин типов Ш3—Ш6,5, изготовленных из пермаллоя марок 45Н или 50Н (табл. 13 и 14). Сердечник согласующего трансформатора $Tp_с$ иногда изготовляют из пластин пермаллоя марки 79НМ [приемники «Космос», «Гауйя», «Селга» и др. (табл. 13, 14)].

Малые размеры окон у сердечников вынуждают принимать меры к весьма компактному размещению в них обмоток. Учитывая, что в переносных транзисторных приемниках трансформаторы работают при низких напряжениях, а верхняя усиливаемая частота не превышает 3 000—4 500 *гц*, можно применять следующие простые конструкции обмоток трансформаторов.

Как в согласующем, так и в выходном трансформаторе сначала наматывают вторичные обмотки. В согласующем междукаскадном трансформаторе обе половины вторичной обмотки наматывают одновременно, с двух тарных катушек провода, т. е. проводом, сложенным вдвое; среднюю точку получают, соединяя конец одного провода с началом другого. Далее наматывается первичная обмотка.

В выходном трансформаторе после намотки вторичной обмотки наматывают половины первичной обмотки тем же способом, что и вторичную обмотку согласующего трансформатора.

При таком способе намотки трансформаторов обеспечивается хорошая электрическая симметрия плеч двухтактного каскада. Намотку того и другого трансформатора можно производить внавал.

Коэффициент полезного действия выходных трансформаторов не превышает 0,65—0,75.

Унифицированный согласующий трансформатор СТ-74 (заводского производства) для портативных приемников

Таблица 13

Переходные (согласующие) трансформаторы на двухтактные оконечные каскады транзисторных радиовещательных приемников и телевизоров

К приемнику	Тип сердечника	Первичная обмотка			Вторичная обмотка			n***	Тип транзисторов оконечного каскада
		w_I	d_I, *мм**	r_I, *ом***	w_{II}	d_{II}, *мм**	r_{II}, *ом***		
Трансформаторы с сердечниками из пермаллоя марки 45Н и 50Н									
«Киев-7», «Планета»	Ш3×6	2 500	0,06	500	350+350	0,06	144	0,14×2	П15
«Сигнал», «Топаз-2», «Юпитер»	Ш3×6	2 700	0,06	450	350+350	0,06	150	0,13×2	ГТ108В
«Электрон»	Ш3×6	2 400	0,06	370	700+700	0,06	280	0,29×2	П14
«Юность» (телевизор)	Ш4×8	1 200	0,09		400+400	0,09		0,33×2	1Т403Г
«Гауйя», «Селга», «Рига 30»****	Ш4,8×6,5	1 600	0,08	210	500+500	0,08	132	0,31×2	П15, МП41
«Атмосфера», «Атмосфера-2М»	Ш6,4×6	1 800	0,1	170	400+400	0,1	70	0,22×2	П14
«Альпинист»	Ш6,4×6	2 200	0,1	180	260+260	0,1	45	0,12×2	П14
«Космос», «Рубин» Т7****	П1,5×4	1 000	0,05		350+350	0,06		0,35×2	ГТ108Б
«Сувенир»	Ш6×6	1 500	0,1		500+500	0,1		0,33×2	П41
«Соната»	Ш6,5×6	1 500	0,11	100	500+500	0,11	36	0,33×2	П41
«Спорт-2»	Ш4×6	2 200	0,09		500+500	0,09		0,23×2	П40

Продолжение табл. 13

К приемнику	Тип сердечника	Первичная обмотка			Вторичная обмотка			n***	Тип транзисторов оконечного каскада
		w_I	d_I, *мм**	r_{II}, *ом***	w_{II}	d_{II}, *мм**	r_{II}, *ом***		
Трансформаторы с сердечниками из электротехнической стали									
АТ-63	Ш6×9	900	0,15	52	156+156	0,23	7,0	0,17×4	П4В
«Спидола»	Ш8×8	2 200	0,1	205	480+480	0,14	65	0,22×2	П15
«Родина-59»	Ш9×18	1 600	0,12		400+400	0,12		0,25×2	П13А
А-18	Ш9×18	750	0,15	62	150+150	0,41	3,2	0,20×2	П216Б
«Родина-60»		1 400	0,15	186	360+360	0,15		0,26×2	П15
«Нарочь»	Ш10×12	1 800	0,1		450+450	0,12		0,25×2	П13, П40
«Аусма»	Ш12×12	1 200	0,1	185	200+200	0,25	11	0,16×2	П201А
«Минск»	Ш12×12	750	0,1	100	350+350	0,18	37	0,46×2	П15
«Минск-62»	Ш12×12	2 700	0,1		450+450	0,1		0,16×2	П15
«Эфир-М»	Ш9×13	1 400	0,1	440	360+360	0,15	196	0,26×2	П201А
«Космонавт»	Ш6,4×12	800	0,15		200+200	0,18		0,25×2	П15

* Намотка проводами в эмалевой изоляции марок ПЭЛ или ПЭВ.

** Допустимое отклонение от номинального сопротивления постоянному току обмоток трансформаторов приемников: «Соната» ±5%, «Гауйя», «Селга», «Спидола», «Аусма» и АТ-63 ±10%, для остальных трансформаторов ±20%.

*** Первый сомножитель (десятичная дробь) указывает отношение количества витков половины вторичной обмотки к полному количеству витков первичной обмотки; при умножении этого сомножителя на 2 получается отношение количества витков всей вторичной обмотки к числу витков первичной обмотки; отношения эти даются с точностью до сотых долей.

**** В отличие от других трансформаторов сердечник из пермаллоя марки 79НМ.

Таблица 14

Выходные трансформаторы радиовещательных транзисторных приемников с двухтактными оконечными каскадами

К какому приемнику	$P_{вых}$, *мвт*	Тип сердечника	Первичная обмотка			Вторичная обмотка			n	$z_н$, *ом*	Тип транзисторов в оконечном каскаде
			w_I	d_I^*	r_I^{**}	w_{II}	d_{II}^*	r_{II}^{**}			
Трансформагоры с сердечниками из пермаллоя марки 45Н или 50Н											
«Киев-7», «Планета»	60	Ш3×6	450+450	0,09	57	115	0,2	1,7	0,13	10	П15
«Сигнал»	60	Ш3×6	500+500	0,08		108	0,27		0,11	10	ГТ108В
«Юпитер», «Нейва»	60	Ш3×6	513+513	0,08		108	0,23		0,10	10	ГТ108Б
«Электрон»	50	Ш3×6	500+500	0,1	55	71	0,25	1,0	0,07	10	П14
«Гауйя»	100	Ш4,8×6,5	450+450	0,11	56	114	0,25	1,6	0,13	10	П15
«Селга», «Рига-301»***	150	Ш4,8×6,5	225+225	0,15	17	66	0,35	0,5	0,15	10	П15, МП41
«Альпинист»	150	Ш6,4×6	405+405	0,12	40	100	0,38	0,6	0,12	5	П14
«Атмосфера 2М»	150	Ш6,4×6	400+400	0,15	34	85	0,31	1,0	0,11	4,5	П14
«Космос»	15	П1,5×4***	250+250	0,06		80	0,2		0,16		ГТ108Б
«Сувенир»	150	Ш6×12	250+250	0,2		70	0,44		0,14	6,5	П41
«Соната»	150	Ш6,5×6	400+400	0,15	36	100	0,44	0,44	0,12	4,5	П41
«Спорт-2»	150	Ш4×6	320+320	0,15		120	0,35		0,19	8	П40

Продолжение табл. 14

К какому приемнику	$P_{вых}$, *мвт*	Тип сердечника	Первичная обмотка			Вторичная обмотка			n	$z_н$, *ом*	Тип транзисторов в оконечном каскаде
			w_I	d_I^*	r_I^{**}	w_{II}	d_{II}^*	r_{II}^{**}			
Трансформаторы с сердечниками из электротехнической стали											
«Спидола»	150	Ш8×8	350+350	0,18	14	184	0,29	0,6	0,26	6,5	П15
«Эфир М»	500	Ш9×13	220+220	0,23		170	0,51		0,39	6,5	П201А
«Родина-59»	150	Ш9×18	200+200	0,31		73	0,64		0,18	6,5	
«Родина -60»	150	—	240+240	0,25	9,8	68	0,64	0,33	0,14	—	П15
А-18	3 000	Ш9×18	120+120	0,31	3,8	67	0,8	0,2	0,28		П216Б
«Нарочь»	150	Ш10×12	180+180	0,18		48	0,51		0,13	6,5	П13, П40
АТ-63	2 000	ШЛ10×16	120+120	0,31	4,6	80	0,8	0,21	0,33	4,5	П4В
«Минск»	150	Ш12×12	140+140	0,31	5,0	53	0,51	0,5	0,19	3	П15
«Минск-62»	150	Ш12×12	220+220	0,23		40	0,59		0,09	6,5	П15
«Космонавт»	150	Ш6,4×12	120+120	0,27		60+4	0,44		0,27		П15

* Намотка проводами в эмалевой изоляции марок ПЭЛ или ПЭВ.

** Допустимое отклонение от номинального сопротивления постоянному току обмотку трансформаторов приемников «Соната» не более ±5%, «Гауйя», «Селга», «Спидола» и АТ-63 не более ±10%, для остальных трансформаторов ±20%.

*** В отличие от других трансформаторов сердечник из пермаллоя марки 79НМ.

с транзисторами серий МП39 — МП41 (П13 — П15) в оконечных и предоконечных каскадах имеет следующие конструктивные и электрические данные: сердечник Ш3×6 из пермаллоя марки 79НМ; первичная обмотка *I* — 2 500 витков провода ПЭЛ 0,06 (r_I=420 *ом* ±20%, l_I=13 *гн* ±20%); вторичная обмотка *II* — 350+350 витков такого же провода с отводом от среднего витка (r_{II}=160 *ом* ±20%; L_{II}= =1 *гн*); n=0,14×2. Применяется в портативных приемниках промышленного производства: «Алмаз», «Киев-7», «Ласточка», «Мир», «Нева», «Нева-2», «Сокол», «Чайка» и др.

Унифицированный выходной трансформатор ТВ-285 (заводского производства) для портативных радиовещательных приемников с двухтактными оконечными каскадами НЧ на транзисторах серий МП39Б — МП41 (П13 — П15) имеет следующие конструктивные данные и электрические параметры: сердечник Ш3×6 из пермаллоя марки 45Н или 50Н; первичная обмотка *I* — 450+450 витков провода ПЭЛ или ПЭЛ 0,09 (r_I=60 *ом* ±20%, L_I =0,6 *гн* ±20%); вторичная обмотка *II* — 102 витка провода ПЭЛ 0,23 (r_{II}=1,4 *ом* ±20%); n=0,113, нормальное сопротивление нагрузки обмотки *II* — 10 *ом* (громкоговоритель 0,1ГД6, 0,1ГД8). Применяется в приемниках промышленного производства: «Алмаз», «Ласточка-2», «Нева-2», «Старт-2», «Топаз-2», «Сокол», «Чайка».

В выходном транзисторе приемника «Мир» обмотка *II* — 76+1 виток ПЭЛ 0,23, r_{II}=1,3 *ом* ±20% (нагрузка — громкоговоритель 0,25ГД1, имеющий сопротивление 8 *ом*). В приемнике «Ласточка-2» обмотка *II* имеет 125 витков провода ПЭЛ 0,25.

3-3. УСИЛИТЕЛИ НЧ СТАЦИОНАРНЫХ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ И ТЕЛЕВИЗОРОВ

Требования к усилителям. Усилитель НЧ стационарного радиовещательного приемника, радиолы или телевизора по сравнению с УНЧ переносного приемника обычно имеет бо́льшую выходную мощность, причем предусматривается возможность использования усилителя приемника (радиолы) для воспроизведения грамзаписей с

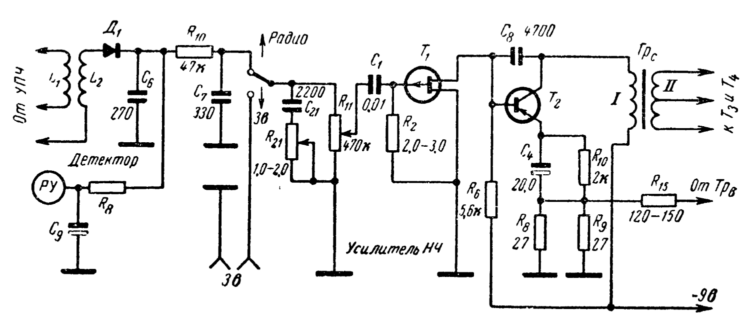


Рис. 40. Повышение входного сопротивления УНЧ путем замены в первом его каскаде сплавного транзистора полевым.

помощью звукоснимателя. Приемник (радиола, телевизор), рассчитанный на обслуживание жилой комнаты, обычно имеет выходную мощность 0,5—1 *вт* или более. Такую мощность можно получить от усилителя, в двухтактном оконечном каскаде которого используются мощные транзисторы серий П201 — П203, П213 — П215 или 1Т403.

Чтобы усилитель НЧ работал нормально от пьезоэлектрического звукоснимателя, его входное сопротивление должно быть не менее 0,5 *Мом*, а чувствительность со входа — не хуже 200—250 *мв*.

Следует отметить, что увеличение входного сопротивления УНЧ позволяет улучшить режим работы диодного детектора путем увеличения сопротивления потенциометра регулятора громкости R_{11}

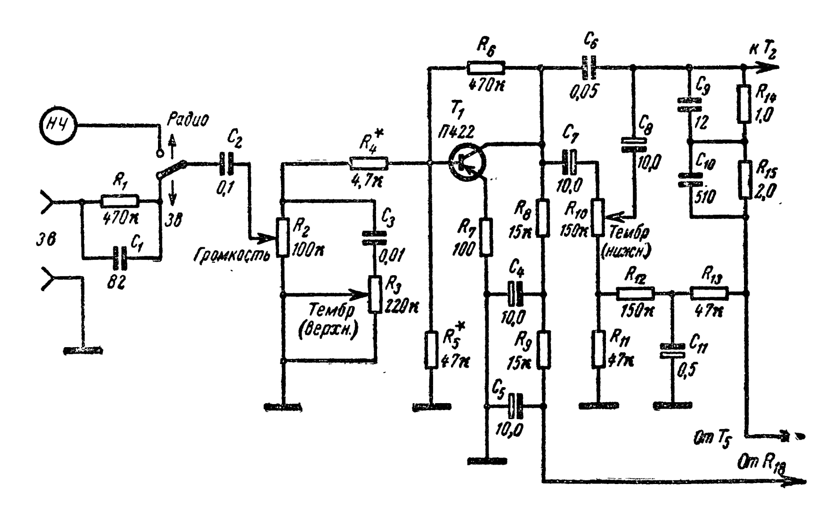


Рис. 41. Схема усилителя НЧ для настольного

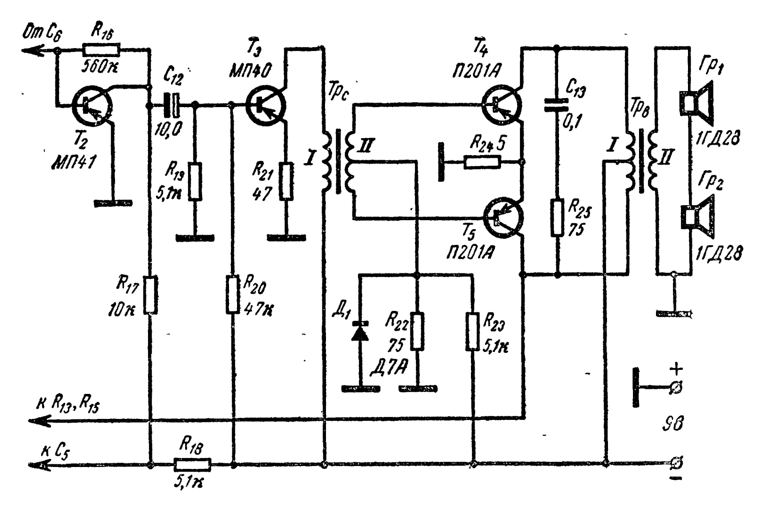
(рис. 27—29) до 100—500 *ком* и резистора R_{10} в фильтре низких частот до 27—47 *ком*; вместе с тем уменьшаются и емкости конденсаторов C_6 и C_7 в этом фильтре до 270—470 *пф*.

Применение полевого транзистора в первом каскаде. Входное сопротивление трехкаскадного усилителя НЧ (рис. 39) можно увеличить без усложнения схемы, если сплавной транзистор T_1 в его первом каскаде заменить полевым транзистором (рис. 40). В последней схеме обозначения конденсаторов и резисторов сохранены такими же, как они даны в схемах на рис. 27 (детектор) и рис. 39 (усилитель НЧ). Переменный резистор R_{21} и конденсатор C_{21} образуют цепь регулятора тембра, с помощью которого можно изменять частотную характеристику канала в области верхних частот полосы пропускания.

Для работы в первом каскаде УНЧ по схеме на рис. 40 пригоден полевой транзистор с крутизной переходной характеристики не менее 0,4 *ма/в* при токе стока 0,6 *ма*. Так как полевой транзистор работает без смещения на затворе, то его сток может быть соединен непосредственно (без переходного конденсатора) с выводом базы тран-

зистора T_2 второго каскада. Элементы температурной стабилизации в каскаде с полевым транзистором отсутствуют, так как на режим работы последнего в условиях эксплуатации стационарных радиовещательных приемников изменения температуры влияют незначительно.

Четырехкаскадный усилитель НЧ для радиоприемника. При использовании во всех каскадах обычных транзисторов (с двумя *р-п* переходами) усилитель НЧ стационарного радиовещательного приемника должен быть четырехкаскадным. С целью снижения шумов в первом каскаде следует применять «малошумящий» транзистор, причем он должен работать при пониженном коллекторном напряжении



радиовещательного приемника («Эфир М»).

и малом токе коллектора. Хорошие результаты в этом отношении можно получить, используя в первом каскаде транзисторы типов П13Б, МП39Б, П422 или П402.

Схема подобного усилителя с номинальной мощностью 0,5 *вт* при коэффициенте гармоник не более 10% и с полосой пропускания 100—7 000 *гц* показана на рис. 41.

Повышение входного сопротивления усилителя достигается включением резистора R_7 в цепь эмиттера транзистора T_1 первого каскада, а в цепь его базы — резистора R_4. При работе от звукоснимателя входное сопротивление усилителя дополнительно повышается включением последовательно еще одного резистора R_1. Шунтирующий его конденсатор C_1 осуществляет коррекцию частотной характеристики канала звукосниматель — усилитель — громкоговоритель в области верхних частот.

Потенциометром R_2 осуществляется регулирование усиления, а переменными резисторами R_3 и R_{10} — регулирование тембра в области верхних и нижних частот полосы пропускания соответственно; на частотах 100 и 5 000 *гц* диапазоны регулирования составляют 9 *дб*.

Отрицательная обратная связь подается с первичной обмотки выходного трансформатора на контур регулирования тембра на нижних частотах, который расположен между первым и вторым каскадами.

Температурная стабилизация режима транзисторов оконечного каскада достигается применением германиевого диода $Д_1$ в делителе напряжения смещения базы.

Трехкаскадный усилитель НЧ. Такой усилитель для телевизора по схеме на рис. 42 обладает номинальной выходной мощностью до 1 *вт* при коэффициенте гармоник не более 5%. Его входное сопро-

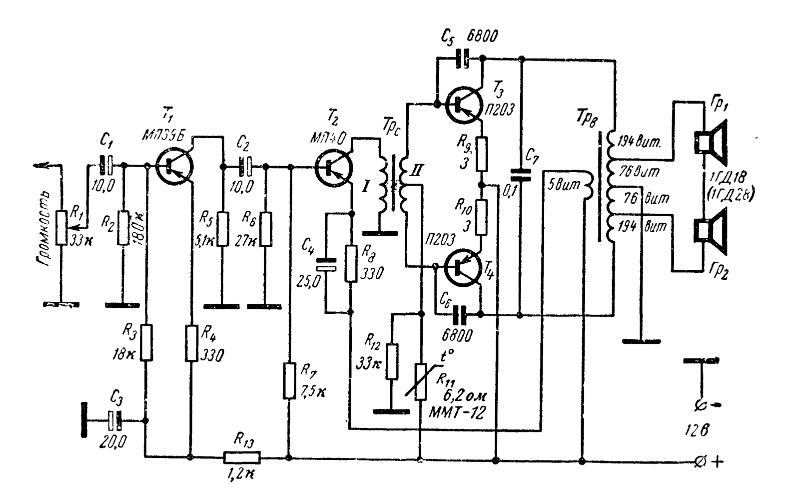


Рис. 42. Схема усилителя НЧ для телевизора [Л. 15].

тивление 8—10 *ком*, номинальное входное напряжение 100 *мв*, усиливаемая полоса частот 60—12 000 *гц* при неравномерности не более 3 *дб* [Л. 15].

Питающее напряжение 12 *в*, ток покоя усилителя 20 *ма*, а ток, потребляемый при номинальной выходной мощности 130 *ма*.

Принципиальная схема этого усилителя имеет следующие особенности: а) два соединенных последовательно громкоговорителя типа 1ГД18 или 1ГД28 имеют не трансформаторную, а автотрансформаторную связь с коллекторной цепью оконечного каскада; б) напряжение отрицательной обратной связи вводится в цепь эмиттера транзистора T_2 предоконечного каскада с отдельной обмотки выходного трансформатора $Тр_в$, содержащей пять витков; в) с корпусом усилителя соединен отрицательный полюс источника питания.

Смещение на базах транзисторов оконечного каскада стабилизировано терморезистором R_{12} типа ММТ-12, входящим в делитель напряжения. Транзисторы П203 в дополнительных теплоотводящих устройствах не нуждаются.

Трансформаторы усилителя по схеме на рис. 41 имеют сердечники из электротехнической стали.

Согласующий трансформатор: обмотка I — 1 400 витков провода ПЭВ 0,1 (r_I=440 *ом* ±20%); обмотка II — 360+360 витков провода ПЭВ 0,15 (r_{II}=200 *ом* ±20 %) с отводом от середины обмотки.

Выходной трансформатор: обмотка I — 220+220 витков провода ПЭВ 0,23 (r_{II}=5,8 *ом* ±20%) с отводом от середины обмотки; обмотка II — 170 витков провода ПЭВ 0,51 (r_{II}=1,5 *ом* ±20%).

Трансформаторы усилителя по схеме на рис. 42 выполнены на витых ленточных сердечниках типа ШЛ10×10 или на сердечниках Ш10×10 из трансформаторной стали.

Обмотки согласующего трансформатора $Тр_с$: I—1 500 витков провода ПЭВ 0,12; II — 550+550 витков ПЭВ 0,18 с отводом от середины обмотки.

Числа витков секций обмоток выходного трансформатора указаны на схеме. Обе секции по 76 витков наматываются одновременно сложенным вдвое проводом ПЭВ 0,74. Все остальные секции наматываются проводом ПЭВ 0,12.

3-4. УСИЛИТЕЛИ НЧ С ДВУХТАКТНЫМИ ОКОНЕЧНЫМИ КАСКАДАМИ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ПИТАНИЕМ ТРАНЗИСТОРОВ

В выходном трансформаторе усилителя НЧ теряется до 20—30% полезной мощности, кроме того, трансформаторы вносят амплитудно-частотные, фазовые и нелинейные искажения. В связи с этим применять трансформаторы в усилителе нежелательно. При двухтактном оконечном каскаде можно обойтись без выходного трансформатора, применив громкоговоритель с повышенным сопротивлением и выводом от средней точки звуковой катушки, например типа 0,025ГД1 с сопротивлением 30+30 *ом* (рис. 43). Однако подобные громкоговорители изготовляют только на очень малые мощности.

Оконечный каскад с последовательным включением транзисторов. Чтобы применить в двухтактном оконечном каскаде обычный громкоговоритель без вывода от средней точки звуковой катушки, транзисторы этого каскада соединяют последовательно и подключают непосредственно к источнику питания (рис. 44, *а*). Громкоговоритель присоединяют одним выводом к средней точке *О* этой цепи, а второй его вывод через электролитические конденсаторы C_6 и C_7 соединяют с полюсами источника питания. Усилитель по такой схеме, как и усилитель с выходным трансформатором на таких же транзисторах в оконечном каскаде (рис. 39) и при таком же напряжении питающей батареи 9 *в* может отдать на выходе номинальную мощность 100—150 *мвт*.

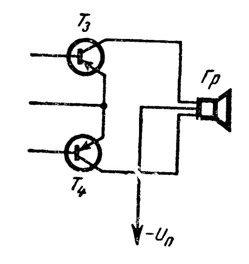


Рис. 43. Включение громкоговорителя с выводом средней точки звуковой катушки в двухтактный оконечный каскад без выходного трансформатора.

Можно оставить в схеме только один из конденсаторов C_6 и C_7 (рис. 44, *б* и *в*) и даже обойтись вообще без этих конденсаторов, если второй вывод звуковой ка-

тушки громкоговорителя подключить к средней точке питающей батареи (рис. 44, *г*). Емкость конденсатора в цепи громкоговорителя зависит от его сопротивления и нижней граничной частоты полосы пропускания усилителя. Для схем с одним конденсатором (рис. 44, *б* и *в*) емкость его берут из табл. 15. При такой емкости конденсатор в цепи громкоговорителя «заваливает» сигнал на нижней граничной частоте не более чем на 3 *дб*. Чтобы уменьшить этот «завал» до 2 *дб*, емкость конденсатора нужно увеличить в 1,3 раза, а чтобы уменьшить «завал» до 1 *дб* — в 2 раза. В схеме с двумя конденсаторами в цепи громкоговорителя (рис. 44, *а*) емкость каждого из них может быть в 2 раза меньше по сравнению с включением последовательно с громкоговорителем одного конденсатора (рис. 44, *б* и *в*).

Таблица 15

Выбор емкости конденсатора в цепи громкоговорителя при бестрансформаторном выходе

Сопротивление громкоговорителя $z_г$, *ом*	Нижняя граничная частота полосы пропускания $F_н$, *гц*					
	70	100	150	200	300	450
	Емкость конденсатора в цепи громкоговорителя не менее, *мкф*					
4,5—5	1 000	700	500	400	250	150
6,5	700	500	400	300	200	100
8—10	500	400	300	200	150	80
28	150	100	70	50	40	30

Конденсатор C_8, резисторы R_8, R_9 и R_{18} образуют цепь отрицательной обратной связи с выхода усилителя в цепь эмиттера транзистора T_2 предоконечного каскада.

Оконечные каскады на транзисторах структуры р-п-р и п-р-п. Используя в оконечном каскаде последовательно соединенные транзисторы различной структуры, из схемы можно исключить также и согласующий фазоинвертирующий трансформатор (рис. 45). Усилитель собирается на маломощных транзисторах типов П8—П11 и МП39 — МП41 (П13 — П15) в оконечном каскаде и на специально предназначенном для подобных каскадов громкоговорителе типа 0,5ГД14 с повышенным сопротивлением звуковой катушки (28 *ом*). При напряжении батареи 4,5 *в* можно получить на выходе усилителя мощность около 80 *мвт* и при напряжении 9 *в* — до 150 *мвт*; при этом коэффициент гармоник не превышает 10%. Номинальное входное напряжение усилителя около 30 *мв*, входное сопротивление около 7 *ком*, полоса усиливаемых частот 100—10 000 *гц* при неравномерности не более 3 *дб*.

Достоинство схемы (рис. 45) заключается в том, что для ее оконечного каскада не требуется подбор транзисторов по идентичности параметров, так как оба транзистора включены по схеме с ОК. Связь предоконечного каскада с оконечным непосредственная (без переходных конденсаторов), что улучшает частотную характеристику усилителя в области нижних частот. Емкость конденсатора C_3 берут из табл. 15.

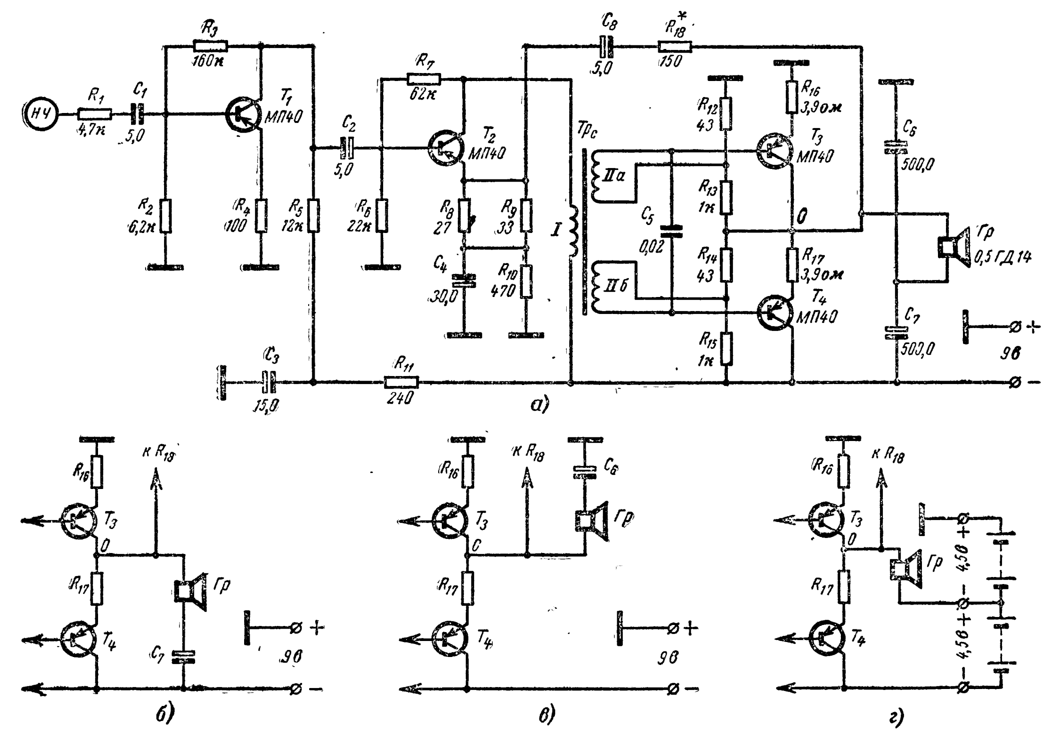


Рис. 44. Схема усилителя НЧ с двухтактным оконечным каскадом, примененная в радиоприемнике «Атмосфера» (*а*) и возможные варианты включения громкоговорителя (*б—г*).

Падение напряжения на резисторе R_8, через который проходит коллекторный ток транзистора T_2 предоконечного каскада, используется как начальное смещение на базы транзисторов T_3 и T_4 оконечного каскада. Диод $Д_1$ (Д2Е или Д2Д), включенный параллельно резистору R_8 в прямом направлении, улучшает температурную стабильность оконечного каскада, так как сопротивление диода с увеличением температуры уменьшается.

Подключение отрицательного полюса питающего напряжения к предоконечному каскаду через громкоговоритель снижает нелинейные искажения, так как при этом получается отрицательная обратная

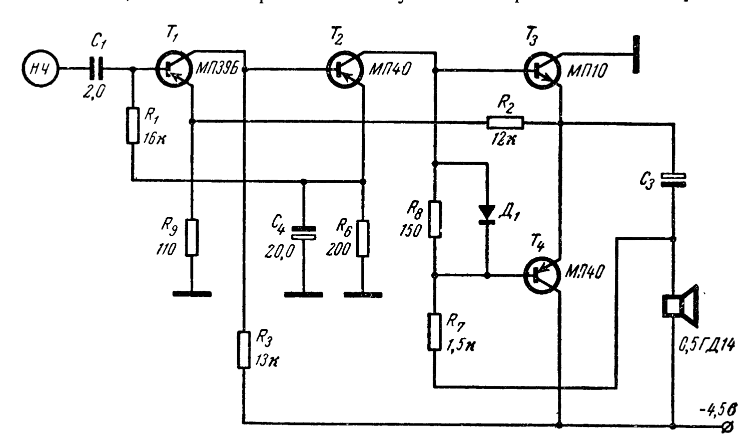


Рис. 45. Схема бестрансформаторного усилителя НЧ с двухтактным оконечным каскадом [Л. 7].

связь с выхода усилителя в цепь баз транзисторов оконечного каскада.

Бестрансформаторный усилитель с номинальной выходной мощностью до 1 *вт*. Такую мощность можно получить от бестрансформаторного усилителя, если добавить в него еще один каскад на мощных транзисторах типов П201А — П203 или П214В (T_5 и T_6 на рис. 46) и увеличить напряжение питания до 12 *в*. В этой схеме транзисторы T_3 и T_4 различной структуры работают в предоконечном каскаде и имеют непосредственную связь с транзисторами T_5 и T_6 оконечного каскада.

Громкоговоритель может быть включен по любой из схем, показанных на рис. 44, *а—г*. Емкость конденсатора в цепи громкоговорителя находят по табл. 15.

С выхода усилителя (рис. 46) подаются обратные связи: а) в цепь эмиттера транзистора T_1 первого каскада через конденсатор C_4 и резистор R_{10}; б) в цепь базы транзистора T_2 предоконечного каскада через резистор R_5. Через последний одновременно поступает смещение на базу транзистора T_2.

Резистор R_2 с конденсатором C_5 образуют цепь регулятора тембра, изменяющего частотную характеристику усилителя в области верхних частот.

Усилитель НЧ по схеме на рис. 46 может быть применен в настольном радиовещательном приемнике, телевизоре или магнитофоне. Низкое выходное сопротивление такого усилителя (порядка 1 *ом*) позволяет подключать к нему практически любой электродинамический громкоговоритель или акустическую систему из нескольких громкоговорителей.

Помимо указанных выше преимуществ бестрансформаторных схем они хороши еще тем, что в них можно применять глубокую отрицательную обратную связь, так как отсутствие трансформаторов существенно улучшает фазовые характеристики усилителей НЧ.

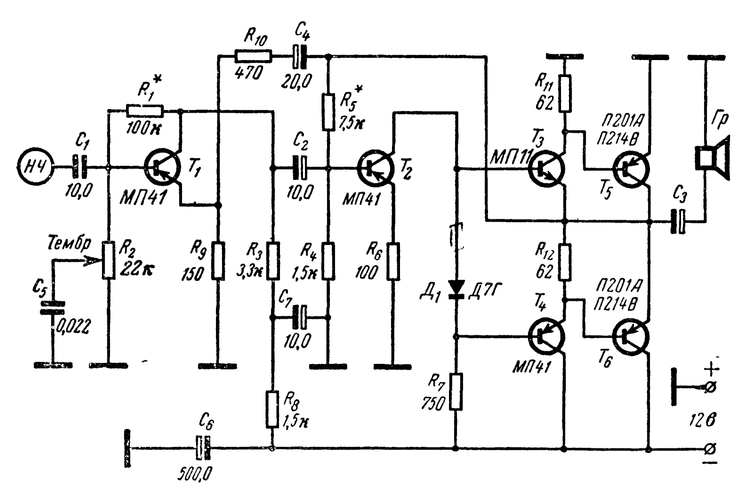


Рис. 46. Схема бестрансформаторного усилителя НЧ с двухтактным оконечным каскадом повышенной мощности, примененная в магнитофоне «Яуза-10» [Л. 44].

3-5. РЕГУЛЯТОРЫ ТЕМБРА

Регулятор тембра по схеме на рис. 47 дает возможность изменять частотную характеристику канала усиления как в области верхних, так и в области нижних звуковых частот. Такой регулятор включают между каскадом по схеме с ОК на транзисторе T_1 и последующим каскадом на транзисторе T_2, который может быть выполнен по схеме с ОЭ или с ОК.

Регулятор представляет собой четырехполюсник с переменной частотной характеристикой, состоящий из двух делителей напряжения. При перемещении движка переменного резистора R_2 изменяется затухание четырехполюсника главным образом для колебаний нижних частот и, следовательно, изменяется усиление канала в области этих частот. Когда же изменяют положение движка переменного резистора R_4, то изменяется затухание четырехполюсника для колебаний верхних звуковых частот и тем самым изменяется усиление в области этих частот.

Переменный резистор R_7 является регулятором громкости. При наличии такого регулятора в другом каскаде канала усиления движок переменного резистора R_2 соединяют с левой по схеме обкладкой конденсатора C_6.

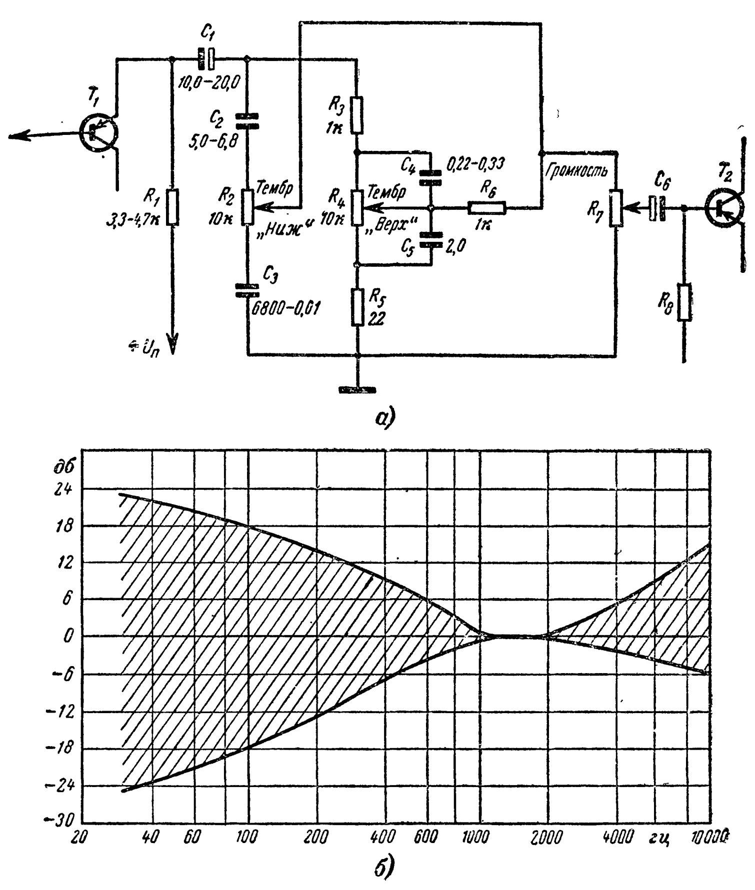


Рис. 47. Схема регулятора тембра, позволяющего изменять частотную характеристику НЧ в области нижних и верхних частот (*а*) и его поле регулирования (*б*).

3-6. УСИЛИТЕЛИ НЧ С АВТОМАТИЧЕСКИМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ УСИЛЕНИЯ

Двухкаскадный усилитель по схеме на рис. 48 используют в предназначенных для радиосвязи супергетеродинах, выходными нагрузками которых являются головные телефоны (или линии проводной связи).

Диапазон усиливаемых частот 200—2 500 *гц*, максимальное усиление около 300, АРУ действует при изменении входного сигнала на 42 *дб*.

Из коллекторной цепи детекторного каскада на транзисторе T_1 низкочастотный сигнал поступает в цепь базы транзистора T_2 входного каскада УНЧ через устройство автоматического регулирования усиления, в которое входят кремниевые диоды $Д_1$ и $Д_2$, конденсаторы C_3, C_4 и резисторы R_5 и R_6. После этого устройства НЧ сигнал подвергается дальнейшему усилению двумя каскадами на транзисторах T_2 и T_3, которые включены по схеме с ОЭ.

Запирающее смещение на диоды системы АРУ подается от источника тока через переменный резистор R_6. Пока амплитуда сиг-

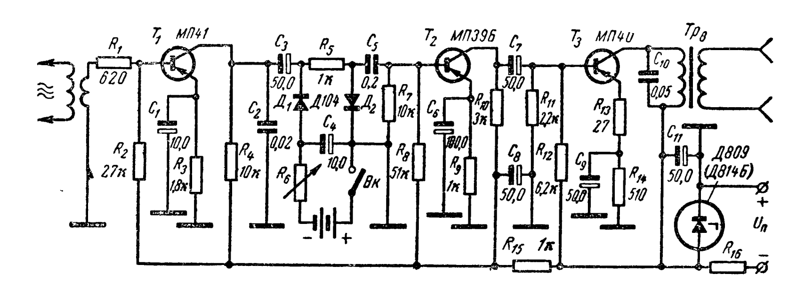


Рис. 48. Схема двухкаскадного усилителя НЧ с автоматическим регулированием усиления.

нала на выходе детектора не превышает по величине это смещение, диоды $Д_1$ и $Д_2$ практически не оказывают шунтирующего действия (динамическое сопротивление их велико) и НЧ сигнал между коллекторной цепью детектора и цепью базы транзистора T_2 первого каскада УНЧ проходит без ослабления. При большем уровне сигнала через диод $Д_1$ начинает течь ток, дополнительно подзаряжающий конденсатор C_3. Вследствие этого диод $Д_2$ получает прямое смещение, также отпирается и его динамическое сопротивление уменьшается; часть напряжения НЧ сигнала при этом падает на резисторе R_5. В результате уровень напряжения НЧ сигнала в цепи базы транзистора T_2 повышается относительно меньше по сравнению с ростом уровня сигнала после детектора.

Резистором R_6 устанавливается уровень, при котором начинает действовать АРУ.

Трехкаскадный усилитель по схеме на рис. 49 используется в системах служебной, например диспетчерской, связи.

Входное сопротивление усилителя 600—800 *ом*; номинальное сопротивление нагрузки на выходе 400 *ом*; номинальное входное напряжение 0,6 *мв*; номинальное выходное напряжение 0,3 *в*; коэффициент гармоник не более 3%; максимальное усиление около 500.

Диапазон усиливаемых частот 100—6 000 *гц* при неравномерности частотной характеристики не более 2 *дб*.

Напряжение питающей батареи 24 *в*; потребляемый ток 15 *ма*.

Усилитель рассчитан на работу только в комнатных условиях, поскольку температурная стабилизация его второго и третьего каскадов недостаточно удовлетворительная.

Два каскада предварительного усиления на транзисторах T_1 и T_2 выполнены по схеме с ОЭ, а оконечный каскад на транзисторе T_3 — по схеме с ОК.

Устройство автоматического регулирования усиления находится между вторым и третьим оконечными каскадами; оно представляет собой четырехполюсник из резисторов R_{10}, R_{11}, R_{12} и диодов $Д_1$ и $Д_2$. Эти диоды получают небольшое прямое начальное смещение от питающей усилитель батареи с помощью делителя напряжения из резисторов R_{13} — R_{16} через резисторы R_{10} — R_{12}.

При поступлении сигнала во время полупериодов одного знака конденсатор C_4 заряжается через диод $Д_1$, вследствие чего

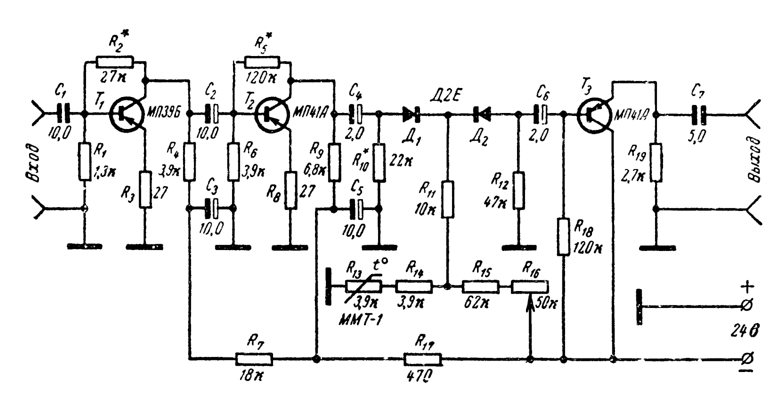


Рис. 49. Схема трехкаскадного усилителя НЧ с автоматическим регулированием усиления.

диоды получают дополнительное смещение. Увеличение уровня входного сигнала ведет к увеличению заряда на конденсаторе C_4, увеличению динамического сопротивления диода $Д_2$ и, как следствие, к увеличению затухания сигнала при прохождении его через четырехполюсник. В результате уровень сигнала, поступающего в цепь базы транзистора оконечного каскада, и уровень выходного сигнала растут медленнее, чем уровень входного сигнала.

3-7. ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Назначение. Частотно-избирательные усилители НЧ, т. е. усилители, обладающие узкими полосами пропускания, применяют главным образом в системах автоматического управления для выделения команд, передаваемых на различных низких частотах по общему каналу связи. Такие усилители могут быть также полезны при приеме на слух телеграфных радиосигналов в условиях помех.

Электрические характеристики. Усилитель по схеме на рис. 50 [Л. 14] при тщательной настройке может иметь полосу пропускания порядка $F/100 \div F/200$, где F — частота, на которой усиление максимально. Определяется эта частота по формуле (3-1) из табл. 16 по параметрам двойного Т-образного фильтра C и R (см. схему). Час-

тотная характеристика усилителя на частотах 0,5 *F* и 2 *F* имеет крутизну спада около 20 *дб* на декаду.

При отклонении сопротивления каждого из плеч Т-образного фильтра на ΔR порядка нескольких процентов частота *F* изменяется на величину, определяемую по формуле (3-5).

Входное сопротивление усилителя около 10 *ком*, выходное — около 250 *ом*, наибольшее действующее значение выходного напряжения около 2 *в*, усиление на частоте *F* порядка 3.

Схема. Транзистор T_3 третьего каскада усилителя включен по схеме с ОЭ, а остальные — по схеме с ОК. Все междукаскадные связи непосредственные. Избирательность усилителя определяется

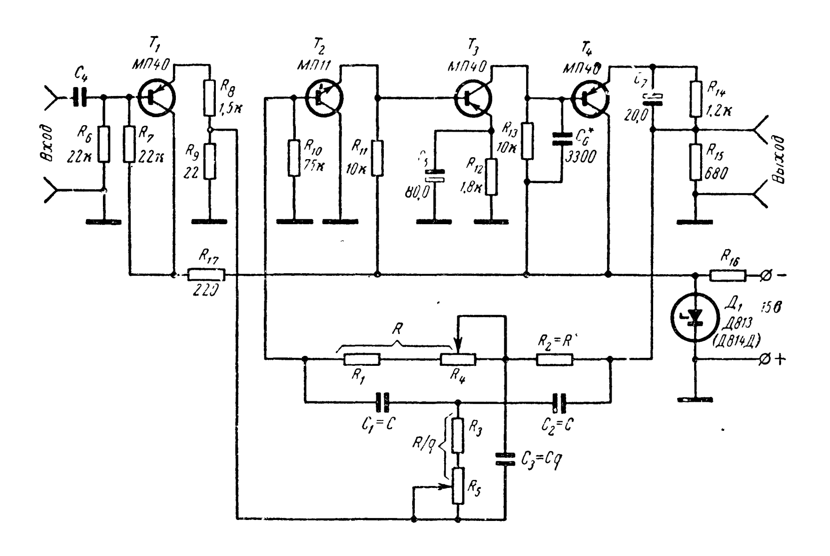


Рис. 50. Схема частотно-избирательного усилителя НЧ.

свойствами двойного Т-образного фильтра, состоящего из конденсаторов C_1 — C_3 и резисторов R_1 — R_5. Переменные резисторы R_4 и R_5 служат для точной настройки усилителя на требуемую частоту *F*. Через двойной Т-образный фильтр в цепь базы транзистора T_2 второго каскада вместе с напряжением входного сигнала с резистора R_9 в цепи эмиттера транзистора T_1 поступает напряжение обратной связи с выхода усилителя. Фазовые сдвиги в фильтре таковы, что наибольшее усиление получателя на частоте *F*.

Применение в усилителе непосредственных междукаскадных связей совместно с глубокой отрицательной обратной связью по постоянному току с выхода усилителя в цепь базы транзистора второго каскада через резисторы R_2, R_4 и R_1 обеспечивает жесткую стабилизацию рабочих точек всех транзисторов усилителя. Конденсатор C_6 предотвращает возможность возникновения паразитной генерации на высоких частотах.

Таблица 16

Формулы для расчета Т-образного фильтра в схеме по рис. 50*

Формулы	Номер формулы	Формула	Номер формулы
$F = \frac{16 \cdot 10^4}{RC}$	(3-1)	$R_1 = (0,7 \div 0,8)\,R$	(3-6)
		$R_2 \approx R$	(3-7)
$C_1 = C_2 = C$	(3-2)	$R_3 = \frac{(0,7 \div 0,8)R}{q}$	(3-8)
$C_3 = qC$	(3-3)		
$R = \frac{16 \cdot 10^4}{FC}$	(3-4)	$R_4 = (0,5 \div 0,6)\,R$	(3-9)
		$R_5 = \frac{(0,5 \div 0,6)\,R}{q}$	(3-10)
$\Delta F \approx \pm 0,4F \frac{\Delta R}{R}$	(3-5)		

* В формулах (3-1) и (3-4) частота в герцах, сопротивление в омах, емкость в микрофарадах; $q=2-2,5$.

Пример расчета Т-образного фильтра. Задана частота $F=400$ *гц*. Принимаем $C_1=C_2=C=0,1$ *мкф* и $q=2,5$. Тогда по формулам из табл. 16 находим:

$$R = \frac{16 \cdot 10^4}{400 \cdot 0,1} = 4\,000 \text{ ом} = 4 \text{ ком},$$

$$R_1 = 0,75 \cdot 4 = 3 \text{ ком},$$

$R_2=R\approx 3,9$ *ком* (принимаем ближайшее стандартное номинальное сопротивление),

$$R_3 = \frac{0,75 \cdot 4}{2,5} = 1,2 \text{ ком},$$

$$R_4 = 0,55 \cdot 4 = 2,2 \text{ ком},$$

$$R_5 = \frac{0,6 \cdot 4}{2,5} \approx 1 \text{ ком}$$

(принимаем ближайшее стандартное номинальное сопротивление),

$$C_3 = 2,5 \cdot 0,1 = 0,25 \text{ мкф}.$$

Настройка усилителя. Если в отсутствие входного сигнала усилитель самовозбуждается на частоте, близкой к рабочей частоте F, то самовозбуждение устраняют, увеличивая введенное сопротивление переменного резистора R_4 и уменьшая сопротивление переменного резистора R_5. После этого на вход усилителя подают сигнал с частотой F и, поочередно изменяя сопротивления этих переменных рези-

сторов, добиваются максимальной амплитуды напряжения на выходе (выходное напряжение удобно контролировать по осциллографу).

Для точной настройки на частоту F при требуемой ширине полосы пропускания может потребоваться многократное изменение сопротивлений резисторов R_4 и R_5. Если очень узкая полоса пропускания усилителя не требуется, то ее можно расширить, уменьшая сопротивление резистора R_4 и увеличивая сопротивление резистора R_5.

РАЗДЕЛ 4

СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

4-1. АВТОГЕНЕРАТОРЫ ТОКОВ ВЧ С КВАРЦЕВОЙ СТАБИЛИЗАЦИЕЙ

Автогенератор по схеме «емкостная трехточка» (рис. 51, *а*) на транзисторе типа П403 устойчиво работает с кварцевыми резонаторами на частоты от 1 до 20 *Мгц* при питающем напряжении 4—12 *в*.

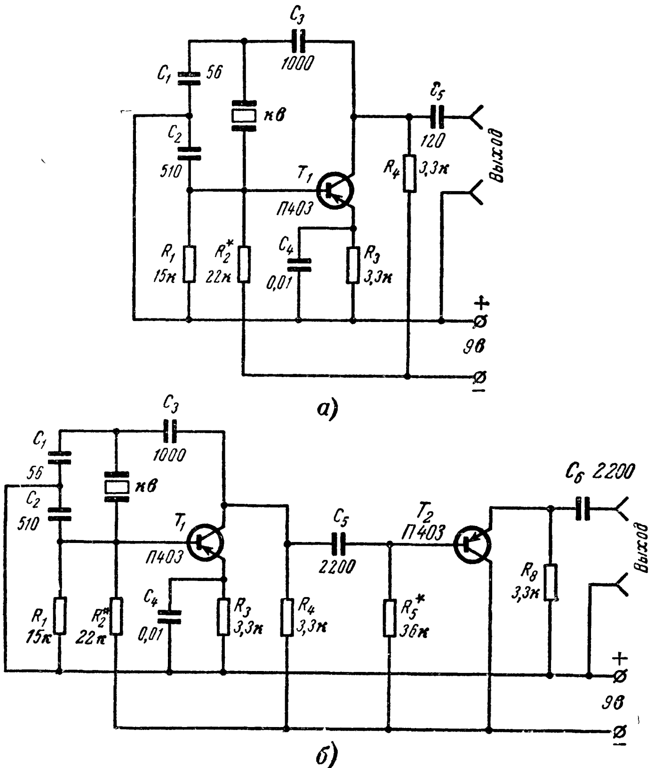


Рис. 51. Автогенераторы с кварцевой стабилизацией.
а — по трехточечной схеме; *б* — то же, с каскадом усиления.

Наилучшая стабильность частоты при изменении режима питания достигается при напряжении питания более 5 *в* и токе коллектора около 3 *ма*. При изменении питающего напряжения на 20% нестабильность частоты автогенератора составляет около $1 \cdot 10^{-6}$. Температурная стабильность частоты определяется, в основном, свойствами кварцевого резонатора.

Включенный между коллектором и базой транзистора кварцевый резонатор образует индуктивную ветвь колебательного контура, а последовательно соединенные конденсаторы постоянной емкости C_1 и C_2 — его емкостную ветвь. Генерируемая частота ниже частоты параллельного резонанса кварцевого резонатора, так как только при этом условии его реактивное сопротивление имеет индуктивный характер.

Автогенератор хорошо работает на нагрузку сопротивлением не менее нескольких килоом. При необходимости работать на низкоомную нагрузку к автогенератору необходимо добавить каскад усиления по схеме с ОК (рис. 51, *б*).

4-2. ЗВУКОВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Звуковые генераторы чаще всего выполняют по схемам так называемых *RC*-генераторов (в генераторах НЧ с обычными колебательными контурами необходимы относительно громоздкие катушки индуктивности). *RC*-генератор представляет собой одно- или двухкаскадный усилитель с частотно-зависимой обратной связью с выхода его на вход через цепь (или мост) из соединенных между собой в определенном порядке конденсаторов и резисторов. Цепь обратной связи обеспечивает необходимый для самовозбуждения колебаний сдвиг фаз только на одной определенной частоте, которая зависит от емкостей конденсаторов и сопротивлений резисторов, образующих эту цепь. При соответствующем выборе элементов схемы и режима работы генератора можно получить практически синусоидальные колебания.

Генераторы на фиксированную частоту. В генераторе по схеме на рис. 52, *а* транзистор T_1, включенный по схеме с ОЭ, работает в задающем генераторе, а транзистор T_2, включенный по схеме с ОК, — в усилительном каскаде. Частотно-зависимая обратная связь вводится в цепь базы транзистора T_1 из цепи его коллектора через фазовращающую цепочку $C_1R_1C_2R_2C_3R_3$. Задача усилительного каскада — устранение влияния нагрузки, включенной в гнезда «Выход», на режим задающего генератора. Частота генерируемых колебаний определяется по формуле

$$F = \frac{65 \cdot 10^3}{C_1R_1\sqrt{1 + R_1/1{,}5\beta_0 R_5}}, \qquad (4\text{-}1)$$

где $C_1 = C_2 = C_3$ — в микрофарадах, а $R_1 = R_2 = R_3$ — в омах.

Резистор R_4 подбирается при налаживании генератора; сопротивление его должно быть примерно в β_0 раз больше сопротивления резистора R_3.

В генераторе по схеме на рис. 52, *б* первый каскад выполнен на составном транзисторе T_1T_2, а второй — на транзисторе T_3. Все транзисторы включены по схеме с ОЭ, междукаскадная связь непосредственная. Частотно-зависимая обратная связь осуществляется с по-

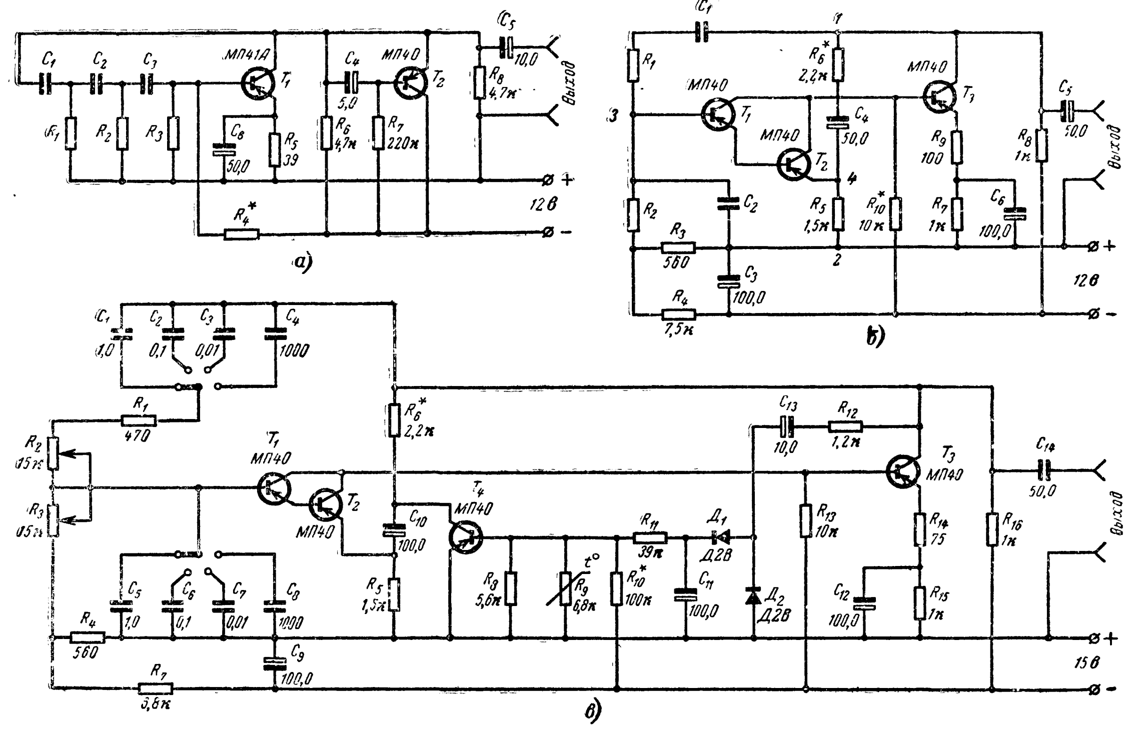


Рис. 52. Звуковые генераторы.

а, б — с фиксированными частотами; *в* — на диапазон частот.

мощью моста Вина, плечи которого состоят из следующих конденсаторов и резисторов: первое — C_1R_1, второе — $C_2R_2R_3$, третье — C_4R_6, четвертое — R_5. На одну диагональ моста (точки *1—2*) поступает сигнал из коллекторной цепи транзистора T_3, а к другой (точки *3—4*) подключены база и эмиттер составного транзистора T_1T_2. Частоту колебаний, генерируемых схемой по рис. 52, *б*, определяют по формуле

$$F = \frac{160 \cdot 10^3}{C_1R_1}. \qquad (4\text{-}2)$$

При этом необходимо соблюдение условий:

$$R_2 + R_3 = qR_1, \qquad (4\text{-}3)$$

$$C_2 = \frac{C_1}{q}. \qquad (4\text{-}4)$$

Коэффициент q выбирают обычно в пределах от 0,5 до 2,5. В последних формулах емкости конденсаторов также выражены в микрофарадах, сопротивления резисторов — в омах и частота — в герцах.

Цепь C_3R_4, шунтирующая в схеме на рис. 52, *б* резистор R_3, практически не влияет на частоту генерируемых колебаний, так как полное сопротивление этой цепи значительно больше сопротивления резистора R_3. Генератор питают стабилизированным напряжением.

Наилучшую синусоидальную форму генерируемых колебаний устанавливают подбором сопротивления резистора R_6.

Генератор с переменной частотой. Такой генератор (рис. 52, *в*) содержит такие же два каскада с частотно-зависимой обратной связью с выхода на вход с помощью моста Вина, в который входят сдвоенный переменный резистор R_2R_3 типа СП-III, постоянные резисторы R_1, R_4 — R_6 и конденсаторы C_1—C_8 и C_{10}. Включенная параллельно резистору R_4 цепь из конденсатора C_9 и резистора R_7 практически не влияет на частоту, так как полное сопротивление этой цепи существенно больше сопротивления резистора R_4.

Переключением конденсаторов C_1—C_8 изменяют диапазон генерируемых частот, а сдвоенным переменным резистором R_2R_3 производят точную установку требуемой частоты в следующих пределах:

Включенные конденсаторы	Диапазоны частот
C_1 и C_5 (по 1 *мкф*)	10—100 *гц*
C_2 и C_6 (по 0,1 *мкф*)	100 *гц*—1 *кгц*
C_3 и C_7 (по 0,01 *мкф*)	1—10 *кгц*
C_4 и C_8 (по 1 000 *пф*)	10—50 *кгц*

Если применить переменные разисторы с логарифмической зависимостью сопротивления от угла поворота оси (кривая вида *Б*), то градуировка шкалы частот будет линейной почти по всей длине шкалы.

Эмиттерный переход транзистора T_4 получает начальное прямое смещение с делителя напряжения, состоящего из резисторов R_8, R_{10} и терморезистора R_9 типа ММТ-1. Вместе с тем на этот переход через резистор R_{11} поступает смещение обратного знака, получаемое

в результате выпрямления диодами $Д_1$ и $Д_2$ типа Д2В переменного напряжения с выхода генератора.

При увеличении уровня выходного напряжения выпрямленное диодами напряжение также увеличивается, результирующее прямое смещение на эмиттерном переходе транзистора T_4 уменьшается, а динамическое сопротивление между его коллектором и эмиттером возрастает. Оно слабее шунтирует резистор R_7 в цепи эмиттера транзистора T_2, и глубина отрицательной обратной связи увеличивается. При уменьшении выходного напряжения описанный процесс имеет обратный характер. В результате величина выходного напряжения генератора во всем диапазоне частот при неизменной окружающей температуре поддерживается почти постоянной на уровне около 1 *в*.

Только вначале частотных шкал, где нарушается их линейность, стабильность ухудшается. Поэтому рекомендуется ввести ограничительный стопор к спаренному резистору R_2R_3, исключающий линейные участки из рабочих диапазонов.

При изменении температуры в пределах от 10 до 40° С выходное напряжение изменяется не более чем на 0,2%/*град*.

Коэффициент гармоник выходного напряжения хорошо отрегулированного генератора не превышает 1%. Регулировку его следует производить с применением осциллографа, включенного на выход. Если наблюдается одностороннее ограничение синусоиды, то сопротивление резистора R_{13} нужно увеличить.

Сопротивление выходной нагрузки генератора должно быть не менее 1,5 *ком*.

Для регулировки выходного напряжения можно использовать потенциометр сопротивлением не менее 5 *ком* или аттенюатор (делитель напряжения) соответствующей конструкции.

4-3. ГЕНЕРАТОР ТОКА ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ ДЛЯ МАГНИТОФОНА

Генератор собран по двухтактной схеме на двух транзисторах МП41 (рис. 53) и вырабатывает колебания с малым коэффициентом гармоник; частота его колебаний 45±5 *кгц* определяется параметрами контура, образуемого обмоткой *III* трансформатора и конденсатором C_1. С помощью переменного резистора R_1 устанавливают ток подмагничивания в обмотке записывающей магнитной головки (или универсальной головке) во время записи.

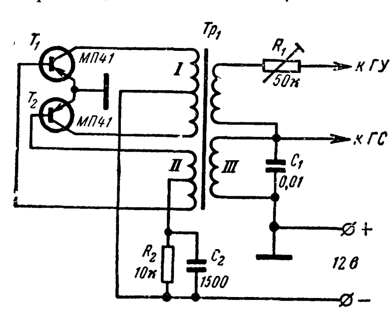


Рис. 53. Генератор тока ВЧ для магнитофона.

Трансформатор $Тр_1$ выполнен на броневом ферритовом сердечнике типа ОБ-20. Обмотки намотаны на пластмассовом каркасе и имеют следующие данные: *I* — 70 витков провода ПЭВ-2 0,18 с отводом от середины обмотки; *II* — 40 витков ПЭВ-2 0,12 с отводом от середины обмотки; *III*—90 витков ПЭВ-2 0,18; *IV* — 50 витков провода ПЭВ-2 0,12.

4-4. ГЕНЕРАТОР ПРЯМОУГОЛЬНЫХ И ПИЛООБРАЗНЫХ ИМПУЛЬСОВ

Генератор состоит из триггера на транзисторах T_1 и T_2 и усилителя на транзисторе T_3 (рис. 54). На гнездах *«Выход 1»* получаются прямоугольные импульсы величиной до 2 *в*, а на гнездах *«Выход 2»* — пилообразные. Частота следования импульсов зависит от емкости конденсатора, подключенного параллельно резистору R_1. При его сопротивлении, равном 100 *ком*, генератор позволяет получить следующие девять фиксированных частот.

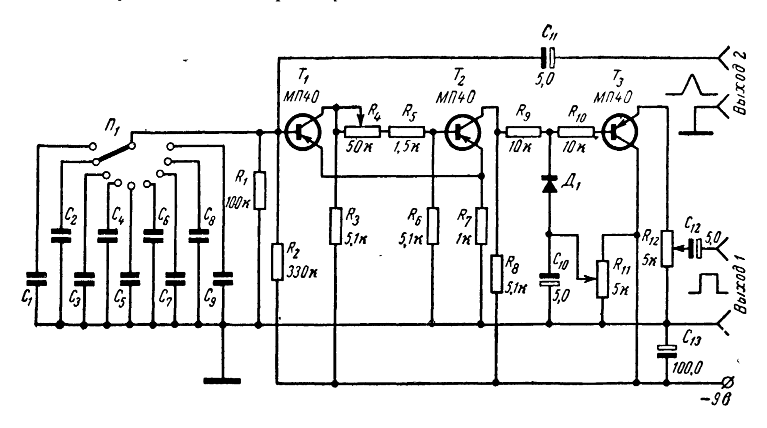


Рис. 54. Генератор прямоугольных и пилообразных импульсов.

При $C_1 = 0{,}47$ *мкф*	около 30 *гц*
» $C_2 = 0{,}3$ *мкф*	» 150 »
» $C_3 = 0{,}1$ »	» 500 »
» $C_4 = 0{,}05$ »	» 1 *кгц*
» $C_5 = 0{,}02$ »	» 2,2 »
» $C_6 = 6\,800$ *пф*	» 7,5 »
» $C_7 = 3\,900$ »	» 10 »
» $C_8 = 2\,000$ »	» 15 »
» $C_9 = 1\,000$ »	» 30 »

Ниже дается краткое описание принципа действия генератора импульсов.

Триггер, представляющий собой двухкаскадный усилитель постоянного тока с междукаскадной связью по току с помощью резистора R_7, включенного в общую цепь эмиттеров транзисторов T_1 и T_2, может находиться в двух состояниях:

1. Транзистор T_1 заперт положительным потенциалом на его базе (по отношению к эмиттеру), создаваемым падением напряжения на резисторе R_7. База транзистора T_2 при этом имеет отрицательный потенциал по отношению к его эмиттеру, вследствие чего этот транзистор отперт, находится в состоянии насыщения. Эмиттерный ток транзистора T_2, проходящий по резистору R_7, и создает падение на-

пряжения на этом резисторе, используемое как положительное смещение базы транзистора T_1.

2. Потенциалы на базах транзисторов имеют обратные знаки по сравнению с первым случаем, вследствие чего в состоянии насыщения находится транзистор T_1 (отперт), а транзистор T_2 заперт.

Предположим, что триггер находится в первом состоянии. При этом один из конденсаторов C_1—C_9 (в зависимости от положения переключателя) заряжается от источника питания через резистор R_2. В процессе заряда на верхней по схеме обкладке конденсатора возрастает отрицательный потенциал по отношению к нижней обкладке. Когда величина напряжения на конденсаторе превысит величину падения напряжения на резисторе R_7, начнется процесс отпирания транзистора T_1 — в его коллекторной цепи появится ток. Вследствие этого напряжение между резисторами R_3 — R_6 будет перераспределяться, отрицательное смещение эмиттерного перехода транзистора T_2 уменьшаться и он выйдет из состояния насыщения. Это поведет к уменьшению падения напряжения на резисторе R_7 и, как следствие, к дальнейшему развитию процесса отпирания транзистора T_1. Процесс этот развивается лавинообразно: транзистор T_2 быстро переходит в состояние «заперт», транзистор T_1 в состояние «отперт» и конденсатор (C_1 — C_9) быстро разряжается через эмиттерный переход последнего. В результате величина прямого смещения эмиттерного перехода транзистора T_1 уменьшается, затем это смещение меняет знак, транзистор T_1 снова запирается и транзистор T_2 отпирается.

После этого снова начинается заряд включенного конденсатора через резистор R_2 и далее описанный процесс периодически повторяется.

Длительность описанного цикла, а значит, и частота генерируемых колебаний при данных сопротивлениях резисторов в схеме за-

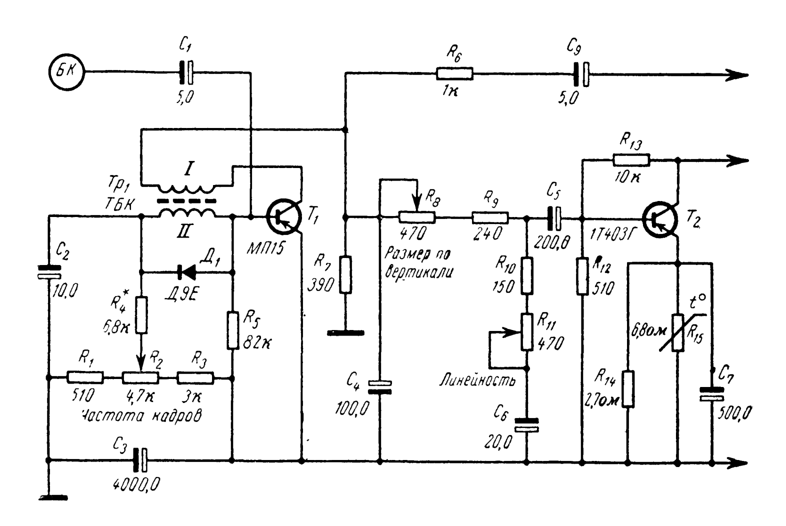


Рис. 55. Узел кадровой развертки телевизора

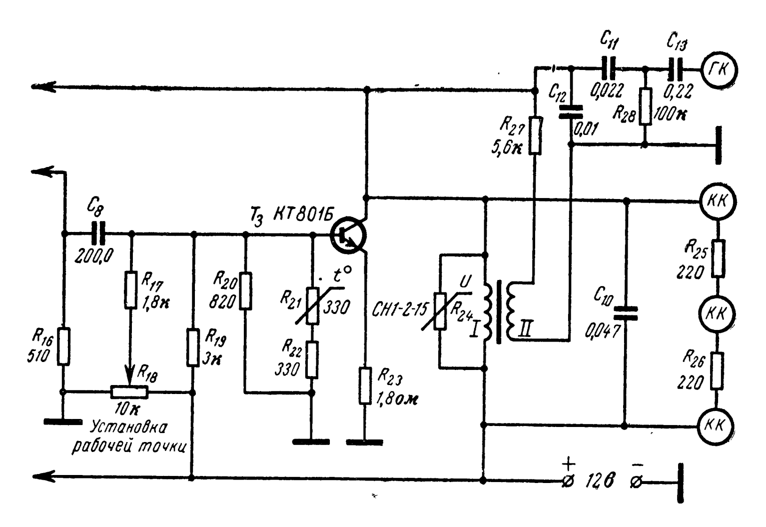
висит от емкости включенного конденсатора, т. е. от положения переключателя $П_1$.

Коллектор транзистора T_2 соединен через резисторы R_9 и R_{10} с базой транзистора T_3 усилительного каскада, который выполнен по схеме с ОК. С помощью потенциометра R_{12}, включенного в цепь эмиттера транзистора T_3, можно регулировать напряжение на выходе *1*. Форму прямоугольных импульсов на этом выходе улучшает цепочка $Д_1$, C_{10}, R_9, R_{10}, R_{11}. С помощью потенциометра R_{11} можно изменять величину смещения на диоде $Д_1$ и тем самым корректировать форму импульсов на выходе *1*.

4-5. УЗЕЛ КАДРОВОЙ РАЗВЕРТКИ ТЕЛЕВИЗОРА

Узел кадровой развертки телевизора вырабатывает пилообразный ток с частотой 50 *гц*, используемый для отклонения электронного луча кинескопа по вертикали. Этот узел состоит из задающего генератора и усилителя. Последний чаще всего двухкаскадный. Нагрузкой усилителя являются кадровые катушки отклоняющей системы кинескопа.

Задающий генератор. Задающий генератор, вырабатывающий напряжение пилообразной формы, представляет собой блокинг-генератор с обратной связью из цепи коллектора в цепь базы транзистора через блокинг-трансформатор кадров ТБК (рис. 55 и 56). Синхронизирующие кадровые импульсы поступают с узла синхронизации в цепь базы транзистора T_1 блокинг-генератора через конденсатор C_1. Частота генерируемого пилообразного тока устанавливается потенциометром R_2. Линейность тока во время прямого хода развертки обеспечивается, в основном, постоянной времени элементов интегрирующей цепочки, находящейся между задающим гене-



на кинескопе 23ЛК9Б [Л. 35].

ратором и каскадом промежуточного усиления на транзисторе T_2. Амплитуда тока в кадровых катушках отклоняющей системы регулируется переменным резистором R_8 («Размер по вертикали»).

Усилитель пилообразного тока. Транзиторы T_2 и T_3 этого усилителя включены по схеме с общим эмиттером и имеют жесткую температурную стабилизацию с помощью терморезисторов типа СТ3-17. Выход на кадровые катушки отклоняющей системы дроссельный.

Линейное усиление вырабатываемого задающим генератором пилообразного тока обеспечивается работой транзисторов обоих уси-

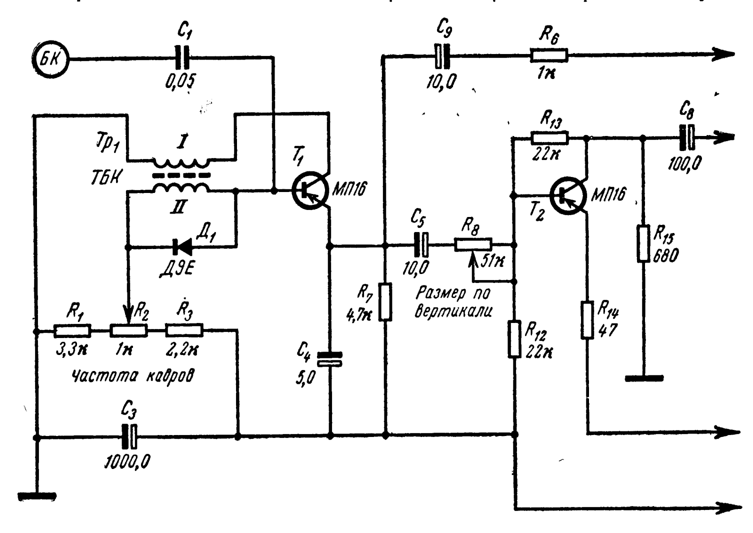


Рис. 56. Узел кадровой развертки телевизора

лительных каскадов в режиме А и применением частотно-зависимых обратных связей с выхода усилителя на каскад промежуточного усиления. Одна из этих обратных связей — отрицательная (по току) вводится в цепь эмиттера транзистора T_2 с резистора R_{10} (рис. 56) через резистор R_{14}, а другая — положительная (по напряжению) через цепочку из резистора R_6 и конденсатора C_9 в цепь базы того же транзистора в обоих схемах.

Варистор R_{24} типа СН1-2-15 или СН1-2-18, включенный параллельно дросселю, ограничивает амплитуду импульса (в несколько раз превышающую по величине напряжение источника питания), возникающего в коллекторной цепи транзистора T_3 во время обратного хода луча кинескопа.

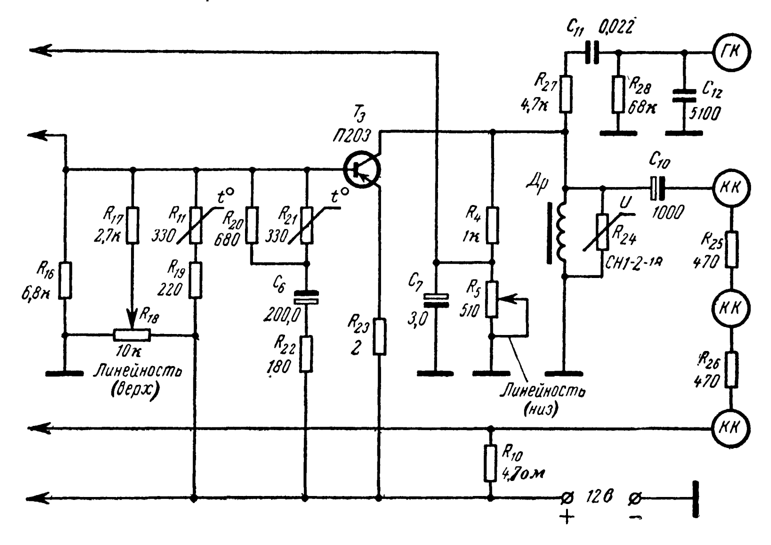
Импульсы гашения на экране кинескопа линий обратного хода подаются на него с выходного дросселя (в схеме на рис. 55 — с отдельной обмотки) через дифференцирующую цепочку, состоящую из резисторов R_{27}, R_{28} и конденсаторов C_{11} — C_{13}.

Трансформатор блокинг-генератора. Он выполняется на Ш-образном сердечнике из феррита марки 2000НМ. В узле строчной раз-

вертки по схеме на рис. 55 применен сердечник Ш4×4; коллекторная обмотка *I* содержит 68 витков провода ПЭВ 0,19, а базовая обмотка *II* — 242 витка провода ПЭВ 0,15.

В ТБК строчной развертки по схеме на рис. 56 используется сердечник Ш4×8; коллекторная обмотка *I* содержит 60, а базовая *II* — 360 витков провода ПЭВ 0,1.

Выходной дроссель. Он имеет сердечник из электротехнической стали. В схеме узла по рис. 55 применен дроссель с ленточным витым сердечником типа ШЛ10×10; основная, коллекторная обмотка — 800 витков провода ПЭВ 0,41; дополнительная обмотка — 1 000



на кинескопе с углом отклонения луча 110° [Л. 4] (C_{10}=1000 *мкф*).

витков провода ПЭВ 0,1; рассчитан дроссель на подключение кадровых катушек отклоняющей системы, содержащих по 24 витка провода ПЭВ 0,31. Дроссель в схеме по рис. 56 имеет сердечник ШЛ10×16 или Ш10×16 с немагнитным зазором 0,1 *мм* и намотан проводом ПЭВ 0,35 до заполнения окна.

4-6. УЗЕЛ СТРОЧНОЙ РАЗВЕРТКИ ТЕЛЕВИЗОРА

Узел строчной развертки телевизора вырабатывает пилообразный ток, используемый для отклонения электронного луча кинескопа по горизонтали. Кроме того, от этого узла путем выпрямления импульсов тока строчной частоты, возникающих при обратном ходе луча кинескопа, получают высокие постоянные напряжения для питания кинескопа, а также повышенное напряжение для питания коллектора выходного каскада видеоусилителя. Узел строчной развертки содержит задающий генератор с АПЧ и Ф и усилитель (обычно двух- или трехкаскадный). Выходной нагрузкой последнего явля-

ются строчные катушки отклоняющей системы кинескопа, а также выпрямители питания кинескопа и оконечного каскада видеоусилителя.

Задающий генератор. Он представляет собой блокинг-генератор с обратной связью из цепи эмиттера в цепь базы транзистора T_1

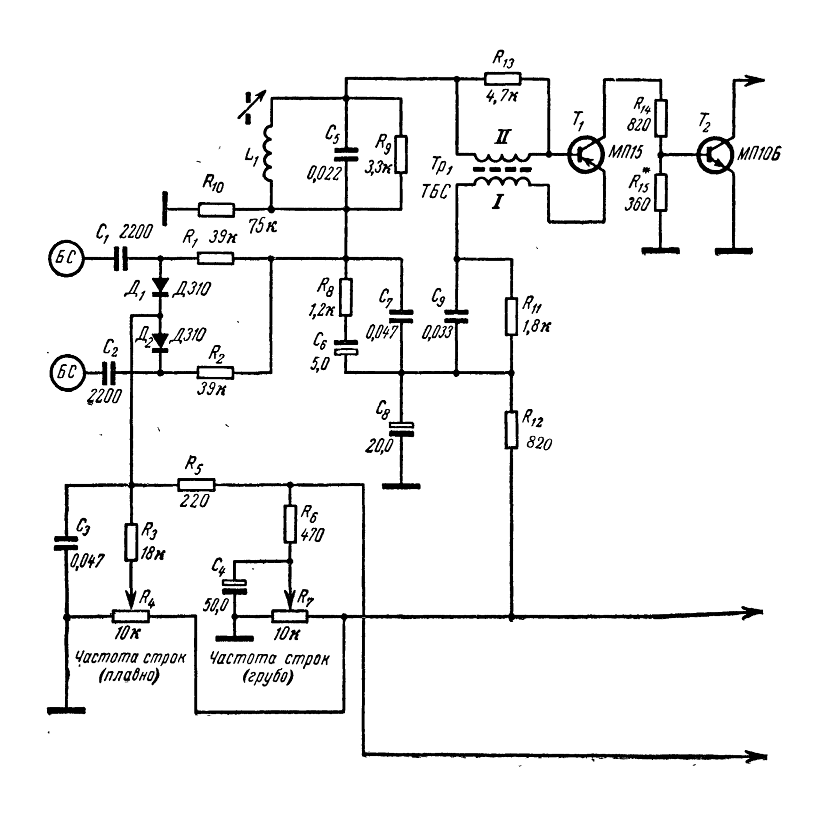
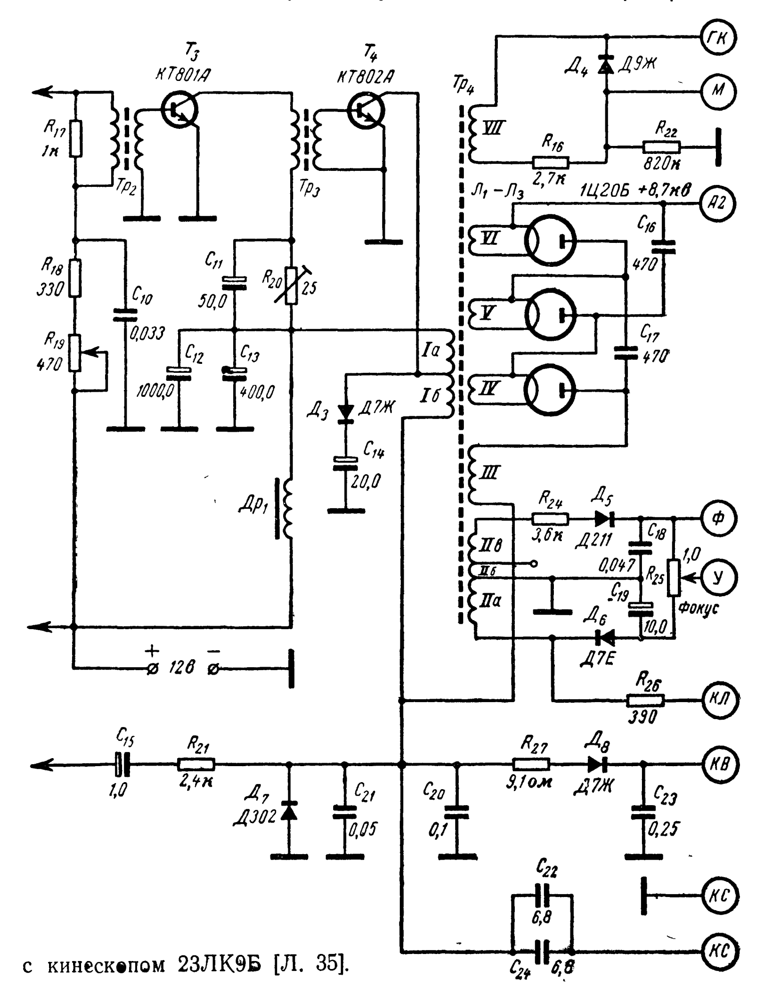


Рис. 57. Схема узла строчной развертки телевизора

через трансформатор ТБС (рис. 57 и 58). Частота генерируемого пилообразного тока устанавливается изменением смещения базы транзистора T_1 переменными резисторами R_4, R_7 и автоматически поддерживается устройством автоматической подстройки частоты и фазы (АПЧ и Ф). Улучшению стабильности частоты блокинг-гене-

ратора способствует также «звенящий» резонансный контур $L_1C_5R_9$, настроенный на частоту выше частоты следования строчных импульсов, чтобы в паузе между импульсами уложился период ударно возбужденных колебаний.

Коллекторная цепь транзистора T_1 задающего генератора свя-



с кинескопом 23ЛК9Б [Л. 35].

зана непосредственно с цепью базы транзистора T_2, работающего в первом усилительном каскаде узла.

Устройство АПЧ и Ф. Такое устройство в транзисторном телевизоре необходимо для устранения фазовых сдвигов сигнала в каскадах узла строчной развертки, возникающих вследствие значи-

тельного времени переключения работающих в нем транзисторов (при синхронизации блокинг-генератора строк на транзисторе обычным импульсным методом сдвиг изображения получается недопустимо большим).

Рассматриваемое устройство представляет собой симметричный фазовый дискриминатор, управляющий частотой и фазой колеба-

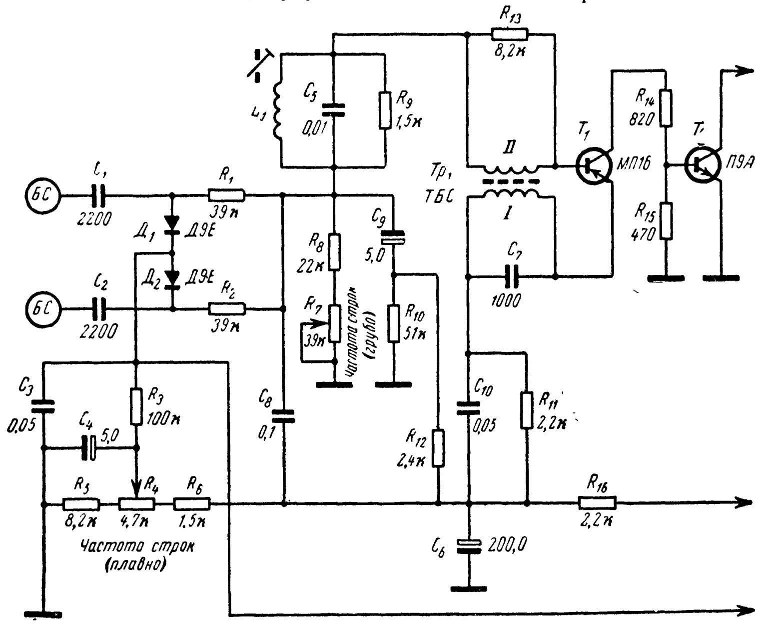


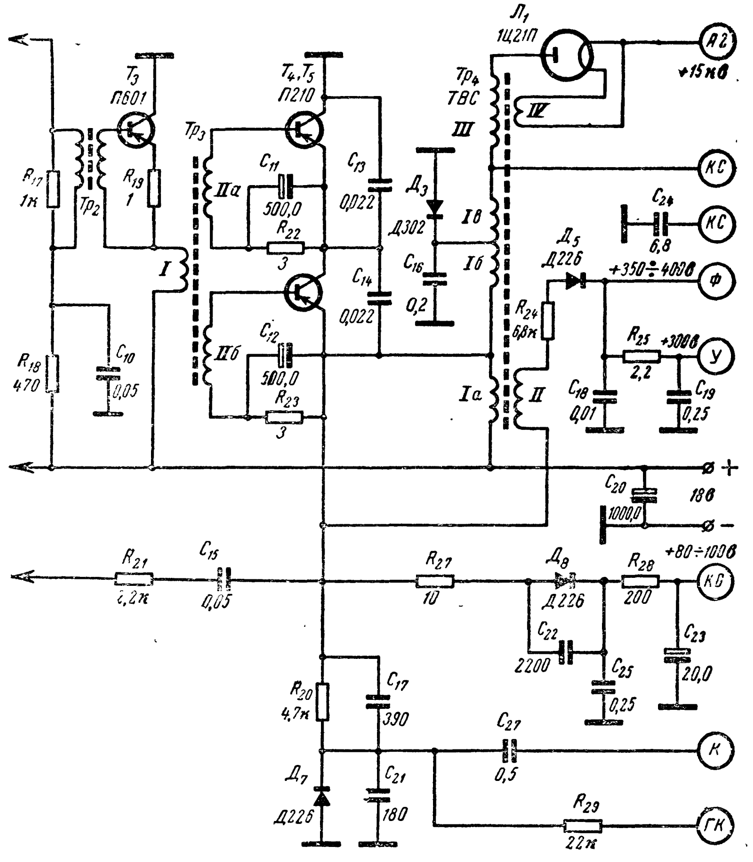
Рис. 58. Схема узла строчной развертки для телевизора на кинескопе

Катушка L_1 намотана на пластмассовом каркасе диаметром 6 *мм*, содержит
ром 2,8 и

ний блокинг-генератора следующим образом. На диоды $Д_1$ и $Д_2$ устройства АПЧ и Ф через конденсаторы C_1 и C_2 с узла синхронизации поступают разнополярные импульсы одинаковой амплитуды 4—5 *в*, а по цепочке C_{15} R_{21} — импульсы обратного хода с выхода усилителя строчной развертки. Импульсы обратного хода интегрируются и поступают на дискриминатор в форме пилообразного на-

пряжения. При совместном приходе импульсов с видеоусилителя и с выхода узла строчной развертки дискриминатор вырабатывает и подает на базу транзистора T_1 напряжение ошибки, величина которого зависит от знака и величины фазового сдвига между синхроимпульсом и импульсом обратного хода.

Усилитель пилообразного тока. В каскаде мощного усиления по схеме на рис. 57, необходимо применять транзистор с высо-



43ЛК9Б или 47ЛК2Б с углом отклонения луча 110° [Л. 28].

450 витков провода ПЭЛШО 0,1 и имеет сердечник из феррита 600НН диамет-длиной 12 *мм*.

ким значением $U_{к.э.макс}$ (например КТ802А, у которого $U_{к.э.макс} = 100$ *в*). Если такого транзистора нет в распоряжении конструктора, мощный усилитель приходится выполнять по схеме с последовательным включением транзисторов (T_4 и T_5 на рис. 58).

Для строчных катушек отклоняющей системы применено автотрансформаторное включение. Диод $Д_3$ является демпфирующим,

диоды $Д_5$ и $Д_6$ работают в выпрямителях, подающих напряжения на фокусирующий и ускоряющий электроды кинескопа, а диод $Д_8$ — в выпрямителе, питающем коллекторную цепь транзистора оконечного каскада видеоусилителя.

Высокое напряжение для второго анода кинескопа получают от кенотронного выпрямителя; в узле строчной развертки по схеме на рис. 58 применена однополупериодная схема с кенотроном 1Ц21П, а в узле по схеме на рис. 57 — схема с утроением напряжения на кенотронах 1Ц20Б.

Трансформатор блокинг-генератора $Тр_1$ (ТБС): сердечник Ш 4×4 из феррита марки 2000НМ. В схеме на рис. 57 обмотка *I* (эмиттерная) содержит 59 и обмотка *II* (базовая) — 290 витков провода ПЭВ 0,1. В схеме на рис. 58 обмотка *I* имеет 50 и обмотка *II* — 300 витков провода ПЭВ 0,15.

Трансформатор междукаскадный $Тр_2$ имеет такой же сердечник; в схеме на рис. 57 обмотка *I* содержит 72, а обмотка *II* — 24 витка провода ПЭВ 0,23; в схеме на рис. 58 обмотка *I* имеет 60 и обмотка *II* — 20 витков провода ПЭВ 0,2.

Трансформатор междукаскадный $Тр_3$: сердечник Ш7×7 из феррита марки 2000НМ. В схеме по рис. 57 обмотка *I* имеет 120 витков провода ПЭВ 0,25 и обмотка *II* — 60 витков провода ПЭВ 0,69. В схеме по рис. 58 обмотка *I* содержит 120 витков провода ПЭВ 0,35, а обмотки *IIа* и *IIб* — по 30 витков провода ПЭВ 0,74; сначала наматывают половины вторичной обмотки одновременно двумя проводами.

Выходной трансформатор ТВС для схемы с кинескопом 23ЛК9Б ($Тр_4$, рис. 57) имеет сердечник из феррита марки 2000НМ. Первичная обмотка имеет в секции *Iа* 46 витков провода ПЭВ 0,7 и в секции *Iб* — 3 витка провода ПЭВ 0,57. Вторичная обмотка: секция *IIа* — 12, секция *IIб* — 65, секция *IIв* — 183 витка провода ПЭВ 0,12. Высоковольтная обмотка *III* — 1 700 витков провода ПЭВ 0,07. Обмотки накала кенотронов *IV*, *V* и *VI* содержат по 2 витка высоковольтного провода (провод с изоляцией, рассчитанной на весьма высокое пробивное напряжение). Обмотка *VII* имеет 33 витка провода ПЭВ 0,12. Трансформатор рассчитан на подключение строчных катушек отклоняющей системы, содержащих по 850 витков провода ПЭВ 0,2.

Выходной трансформатор ТВС узла строчной развертки для кинескопа 43ЛК9Б или 47ЛК2Б ($Тр_4$ на рис. 58) имеет ферритовый О-образный сердечник, состоящий из двух сложенных вместе П-образных частей круглого сечения площадью 1,6 *см*^{2}; начальная магнитная проницаемость материала сердечника $\mu_и = 5\,000$ [Л. 30]. Первичная обмотка многослойная, рядовая имеет в секции *Iа* — 50, в секции *Iб* — 2 и в секции *Iв* — 4 витка провода ПЭВ 0,7—0,8; между слоями делаются прокладки из триацетатной пленки толщиной 50 *мкм*. Обмотка *II* имеет 120 витков провода ПЭВ 0,18 и намотана поверх первичной обмотки. Высоковольтная обмотка *III* — 5 000 витков провода ПЭЛШО 0,1, намотка типа «Универсаль» (или рядовая проводом ПЭЛШО или ПЭВ диаметром не более 0,1 *мм*, с прокладками между слоями, как в первичной обмотке) на втором керне сердечника. Обмотка накала кенотрона *IV* — 2 витка мягкого высоковольтного провода.

Для получения на втором аноде кинескопа высокого напряжения требуемой величины высоковольтная обмотка трансформатора ТВС должна быть настроена на частоту строчной развертки путем

изменения зазора керна сердечника, на котором эта обмотка расположена (изменение зазора другого керна сердечника, на котором расположены секции первичной обмотки, влияет в основном на величину тока, потребляемого выходным каскадом строчной развертки от источника питания).

Отклоняющая система кинескопа при трансформаторе ТВС описанной конструкции не отличается по конструкции от унифицированной отклоняющей системы ОС110 для лампового телевизора, но каждая строчная катушка транзисторного телевизора должна содержать по 32 витка; намотка жгутом, свитым из восьми жил провода ПЭВ 0,35.

Катушка индуктивности L_1 в схеме на рис. 57: каркас диаметром 6 *мм*, сердечник диаметром 4 и длиной 12 *мм* из феррита марки 2000НМ, обмотка содержит 600 витков провода ПЭВ 0,1.

Дроссель $Др_1$: сердечник Ш4×8 из пермаллоя марки 50Н, обмотка содержит 45 витков провода ПЭВ 0,8.

4-7. УЗЕЛ СИНХРОНИЗАЦИИ БЛОКА РАЗВЕРТОК ТЕЛЕВИЗОРА

Узел синхронизации блока разверток телевизора получает от видеоусилителя полный видеосигнал, выделяет из него, а затем и разделяет кадровые и строчные синхроимпульсы; последние используются для поддержания постоянства частот пилообразных токов, вырабатываемых блокинг-генераторами строк и кадров соответственно.

Основные части узла синхронизации: амплитудный селектор синхроимпульсов и каскады их усиления с цепями разделения кадровых и строчных синхроимпульсов.

Амплитудный селектор. Транзистор амплитудного селектора при подаче на его вход синхроимпульса должен отпираться. Это может быть осуществлено либо при отрицательной, либо при положительной полярности поступающего с видеоусилителя импульса при условии применения в амплитудном селекторе транзистора определенной структуры и правильного выбора схемы его включения. Так, если входные импульсы селектора имеют отрицательную полярность (поступают, например, из цепи эмиттера первого каскада видеоусилителя (см. рис. 35, *б*), то в амплитудном селекторе должен быть применен транзистор структуры *p-n-p*, включенный по схеме с ОЭ (T_1 на рис. 59), или структуры *n-p-n*, но включенный по схеме с ОБ (T_1 на рис. 60). Если же входные импульсы селектора имеют положительную полярность, то в амплитудном селекторе телевизора необходимо использовать транзистор структуры *n-p-n*, с включением его по схеме ОЭ, или же структуры *p-n-p*, включенный по схеме с ОБ.

Режим работы транзистора в амплитудном селекторе должен быть таким, чтобы синхроимпульсы выделялись из полного видеосигнала и ограничивались сверху за счет насыщения транзистора и снизу вследствие отсечки коллекторного тока.

Соединенные параллельно конденсатор C_1 и резистор R_1, образующие цепь с постоянной времени меньше длительности периода строчной развертки, предохраняют от нарушения синхронизации короткими импульсами помехи. Если амплитуда импульса помехи превысит амплитуду синхроимпульса, конденсатор C_1 быстро заряжается практически до пикового значения импульса помехи. Однако по-

меха практически не изменит заряда конденсатора C_2, так как емкость его значительно больше емкости конденсатора C_1. По окончании действия помехи конденсатор C_1 быстро разрядится через резистор R_1. В результате импульсные помехи не нарушают синхронизации. Цепь C_5R_6 на рис. 59 имеет аналогичное назначение.

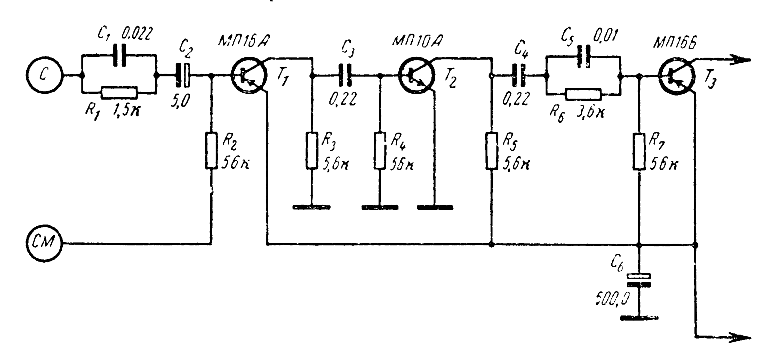


Рис. 59. Схема пятикаскадного узла синхронизации

С резистора R_3, включенного в цепь коллектора транзистора T_1, кадровые синхроимпульсы вместе со строчными передаются через конденсатор C_3 для дальнейшего усиления.

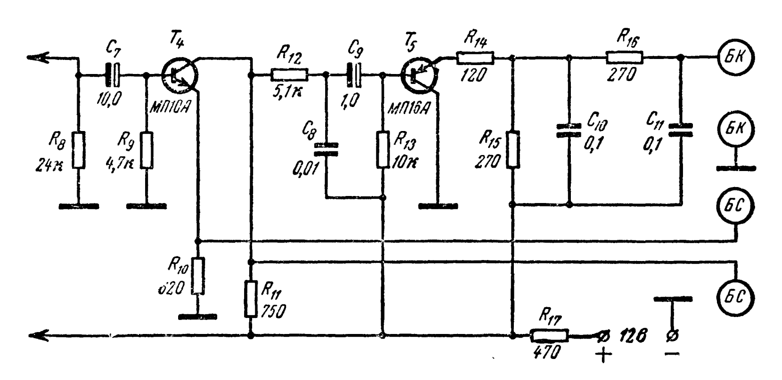
Усилитель синхроимпульсов. Он должен иметь в своем составе фазоинверторный каскад, создающий противофазные строчные импульсы для системы АПЧ и Ф (см. стр. 135). В схеме на рис. 59 фазоинверторный каскад выполнен по схеме с разделенной нагрузкой на транзисторе T_4: разнополярные импульсы поступают на устройство АПЧ и Ф с эмиттера и коллектора этого транзистора. Такой каскад практически не дает усиления по напряжению, поэтому между ним и селектором импульсов нужно иметь два усилительных каскада.

В схеме на рис. 60 фазоинверторный каскад работает на двух транзисторах T_2 и T_3, включенных со стороны коллекторов по двухтактной схеме. На базу транзистора T_3 поступает импульс обратной полярности (по сравнению с полярностью импульса на базе транзистора T_2) с резистора R_8, включенного в общую цепь эмиттеров обоих транзисторов. С коллекторов транзисторов T_2 и T_3 разнополярные строчные импульсы поступают на устройство АПЧ и Ф. С помощью переменного резистора R_9 производится симметрирование плеч фазоинверторного каскада.

Двухтактный фазоинверторный каскад по схеме на рис. 60 дает настолько большое усиление по напряжению, что отпадает надобность в дополнительных усилительных каскадах между амплитудным селектором синхроимпульсов и фазоинверторным каскадом.

Каскад усиления кадровых синхроимпульсов. Транзистор T_5 на рис. 59 и T_4 на рис. 60 работает в каскаде усиления мощности кадровых синхроимпульсов. Эти синхронизирующие импульсы отделяются от строчных импульсов интегрирующей цепочкой C_8R_{12},

включенной между фазоинверторным каскадом и каскадом усиления кадровых синхроимпульсов. Получаемые в эмиттерной цепи последнего кадровые синхроимпульсы через интегрирующую цепь $C_{10}R_{14}C_{11}R_{16}$ поступают на блокинг-генератор кадровой развертки.



блока развертки телевизора [Л. 35].

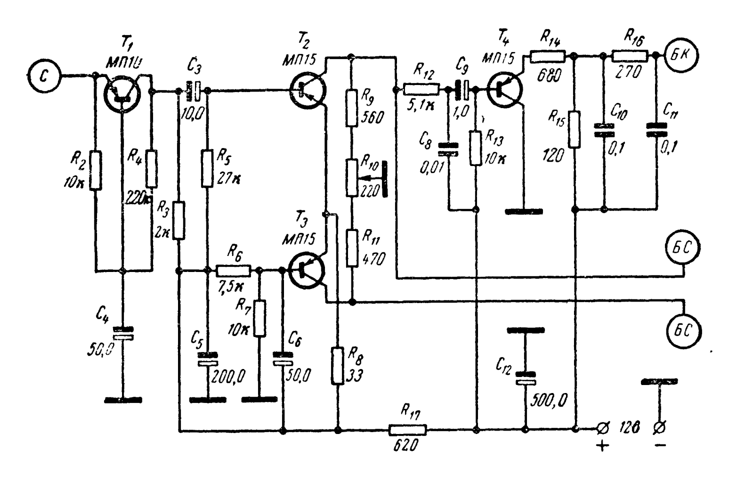


Рис. 60. Схема трехкаскадного узла синхронизации блока развертки телевизора [Л. 5].

РАЗДЕЛ 5

СХЕМЫ УСТРОЙСТВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ АППАРАТУРЫ

5-1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Транзисторные преобразователи напряжения служат для получения от источников постоянного тока низкого напряжения, например от аккумуляторных батарей с напряжением 2—30 *в*, более высоких напряжений постоянного тока, в частности для питания цепей анодов и экранирующих сеток ламп в автомобильной или иной радиоэлектронной аппаратуре.

Одной из основных частей преобразователя напряжения является релаксационный автогенератор на транзисторе (транзисторах) с трансформаторной обратной связью, преобразующий постоянное напряжение батареи в переменное напряжение большей величины. Создаваемое автогенератором переменное напряжение выпрямляют полупроводниковым диодом (диодами). Пульсации выпрямленного напряжения уменьшают сглаживающим фильтром. При частоте вырабатываемых автогенератором колебаний от 1 *кгц* и выше в фильтре рекомендуется применять металлобумажные или бумажные конденсаторы.

Транзисторы в таких автогенераторах работают в режиме переключения при воздействии импульсов, поступающих в периодической последовательности в цепь базы по цепи обратной связи автогенератора; транзисторы переходят из состояния «заперт» в состояние «отперт» и обратно автоматически с частотой в несколько сотен или тысяч герц.

Коэффициент полезного действия преобразователя при напряжении батареи до 10 *в* около 0,6—0,7, а при напряжениях 12—30 *в* составляет 0,75—0,9.

Преобразователи с однотактными автогенераторами (рис. 61) применяют в случаях, когда нужно иметь повышенное напряжение постоянного тока мощностью не более 1—2 *вт*.

При переходе транзистора из состояния «заперт» в состояние «отперт» ток коллектора в обмотке *I* трансформатора резко увеличивается, индуцируя э. д. с. в обмотке *II*. При обратном же переходе транзистора в состояние «заперт», когда ток в цепи коллектора прекращается, в обмотке *II* индуцируется э. д. с. противоположного направления и большей величины, чем в первом случае.

Получаемое таким способом на обмотке *II* переменное напряжение преобразуется полупроводниковым вентилем $Д_1$ в напряжение постоянного направления. В зависимости от полярности включения последнего ток в обмотке *II* будет протекать и конденсатор C_0 заряжаться либо когда транзистор отперт, либо когда он заперт.

Выгоднее использовать первый режим, так как при том же на-

пряжении батареи с тем же транзистором в этом случае можно получить вдвое большую мощность выпрямленного тока. При таком режиме, когда транзистор переходит в состояние «заперт», т. е. прекращается ток в обмотке *I*, ток в обмотке *II* также отсутствует. Вследствие того, что магнитный поток в сердечнике спадает резко, напряжение на обмотках достигает больших значений. Конденсатор C_3, подключенный к обмотке *II*, ограничивает импульсы этих напряжений так, что они не достигают величин, опасных для транзистора и диода.

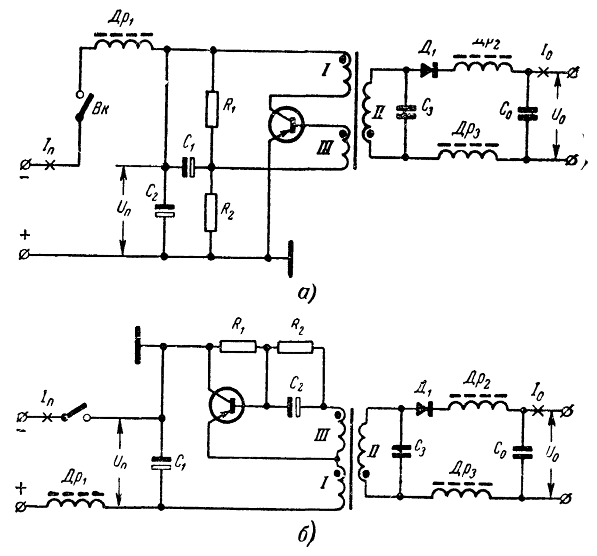


Рис. 61. Преобразователи напряжения с однотактными автогенераторами.

а — по схеме с общим эмиттером; *б* — по схеме с общим коллектором. $C_1=C_2=50 \div 100$ *мкф.*

Автогенераторы по схемам на рис. 61 имеют наибольший к. п. д., если время нахождения транзистора в состоянии «отперт» составляет 0,6 от общей длительности периода колебания.

С делителя напряжения из резисторов R_1 и R_2 через обмотку обратной связи *III* на базу транзистора подается начальное отрицательное смещение, облегчающее возникновение колебаний в автогенераторе при включении на его питание.

Преобразователи с двухтактными автогенераторами (рис. 62). Они применяются при мощностях порядка десятков и сотен ватт. Наиболее подходящими для таких преобразователей являются мощные транзисторы серий П4А—П4Д, П209—П210 и П213—П215.

Когда транзистор одного из плеч переключается из состояния «заперт» в состояние «отперт», в другом плече транзистор переключается в обратном направлении; так как коллекторные токи транзисторов текут по половинкам обмотки *I* в противоположных на-

правлениях, а транзисторы находятся в противоположных состояниях, в обмотке *II* индуктируется э. д. с. одного направления, т. е. трансформатор как бы суммирует эти процессы. Во время обоих полупериодов переменного напряжения на обмотке *II* оно в этой схеме имеет одинаковую величину. В пульсирующее напряжение оно преобразуется диодами, включенными по мостовой схеме; при этом используются оба полупериода напряжения на обмотке *II*.

Выпрямитель можно собрать и по схеме с удвоением напряжения.

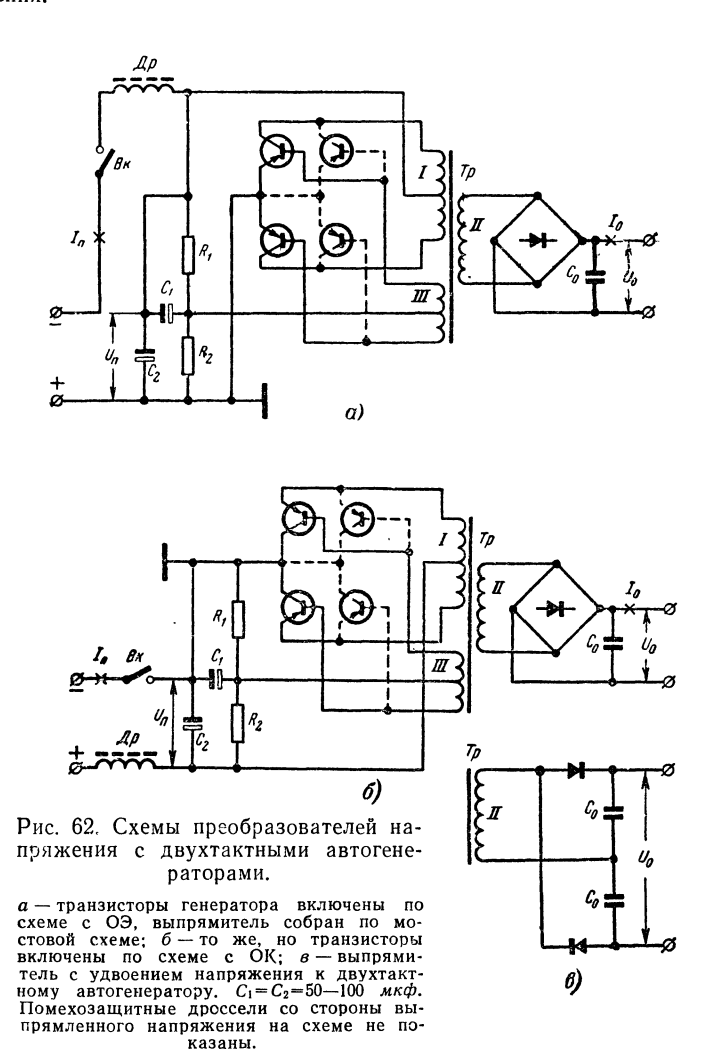


Рис. 62. Схемы преобразователей напряжения с двухтактными автогенераторами.

а — транзисторы генератора включены по схеме с ОЭ, выпрямитель собран по мостовой схеме; *б* — то же, но транзисторы включены по схеме с ОК; *в* — выпрямитель с удвоением напряжения к двухтактному автогенератору. $C_1=C_2=50$—100 *мкф*. Помехозащитные дроссели со стороны выпрямленного напряжения на схеме не показаны.

Для увеличения отдаваемой мощности в каждое плечо автогенератора включают параллельно по два транзистора или большее их число.

Сравнение преобразователей по разным схемам. Размеры трансформатора преобразователя с автогенератором по двухтактной схеме меньше, чем в случае однотактной схемы. Однако при низких напряжениях питающих батарей (1,5—5 *в*) транзисторы используются в двухтактной схеме менее эффективно, чем в однотактной. В этих условиях выходные мощности преобразователя с двухтактным и однотактным автогенератором будут практически одинаковыми. Следовательно, однотактный генератор, как содержащий только один транзистор, в этих условиях предпочтительнее. В преобразователях на высокие напряжения (порядка тысяч вольт) и малые токи схемы с однотактными автогенераторами также более целесообразны.

При напряжении батареи до 5 *в* как однотактные, так и двухтактные автогенераторы целесообразно выполнять по схеме с общим коллектором. Двухтактный преобразователь по такой схеме более удобен при его конструктивном воплощении: коллекторы транзисторов электрически соединены между собой и поэтому их можно монтировать на общем радиаторе (шасси), не изолируя один от другого или от радиатора.

При напряжении батареи 12—30 *в* имеют преимущество схемы с общим эмиттером.

Устранение помех. Вследствие несинусоидальности напряжений и токов в цепях преобразователей они создают помехи радиоприему в широком спектре частот (до 30 *Мгц*). Помехи эти устраняют экранированием преобразователей и включением в их входные и выходные цепи высокочастотных дросселей индуктивностью по 40—60 *мкгн* и конденсаторов.

Сердечники трансформаторов. При использовании в трансформаторах сердечников из электротехнической стали можно иметь частоту переключений $F \leqslant 500$ *гц*, т. е. $T \geqslant 2$ *мсек*. Для сердечника из пластин допускают $B_m = 0{,}6—0{,}8$ *тл* и для витого разрезного сердечника $B_m = 0{,}9 \div 1$ *тл*.

Применяя ферритовые сердечники, можно повысить частоту переключений до 2 000—3 000 *гц*. Это позволяет уменьшить размеры трансформаторов и емкости конденсаторов в сглаживающих фильтрах выпрямителей. При еще более высоких частотах переключения к. п. д. преобразователей с мощными транзисторами заметно снижается вследствие роста потерь во время запирания транзисторов (потери эти вызываются в основном инерционностью рассасывания неосновных носителей у перехода). Поэтому повышение частоты свыше 3 000 *гц* нецелесообразно. Для ферритовых сердечников принимают $B_m = 0{,}2 \div 0{,}3$ *тл*. Наиболее распространены для этих целей температуроустойчивые (до 100—120° С) марганец-цинковые ферриты с начальной магнитной проницаемостью 2 000—3 000, например марок 2000НМ, 3000НМ и др.

Обмотки трансформаторов. Первой наматывают обмотку *I*, поверх нее обмотку обратной связи *III* и, наконец, обмотку повышенного напряжения *II*. В преобразователях с двухтактными автогенераторами с целью уменьшения рассеяния магнитного потока обе половины обмотки *I* трансформатора можно наматывать одновременно с двух тарных катушек, т. е. проводом, сложенным вдвое. Намотка производится аккуратно, рядами, виток к витку. Средняя

Таблица 17

Формулы для расчета транзисторных преобразователей напряжения *

Однотактный генератор, однополупериодный выпрямитель	Двухтактный генератор, двухполупериодный выпрямитель	Номер формулы
$U_{к.б.макс} \geqslant 2,5U_п$	$U_{к.б.макс} \geqslant 2,5U_п$	(5-1)
$I_{к.и} = \dfrac{2,5P_0}{\eta(U_п - U_{к.н})}$	$I_{к.и} = \dfrac{1,1P_0}{\eta(U_п - U_{к.н})}$	(5-2)
$I_{к.макс} \geqslant 1,1I_{к.и}$	$I_{к.макс} \geqslant 1,1I_{к.и}$	(5-3)
$I_{б.и} = \dfrac{I_{к.и}}{B_{ст}}$	$I_{б.и} = \dfrac{I_{к.и}}{B_{ст}}$	(5-4)
$I_{б.макс} \geqslant 1,2I_{б.и}$	$I_{б.макс} \geqslant 1,2I_{б.и}$	(5 5)
Формулы для расчета генератора		
$R_2 = \dfrac{(2 \div 3)\,U_{б.э.и}}{I_{б.и}}$	$R_2 = \dfrac{(4 \div 6)\,U_{б.э.и}}{I_{б.и}}$	(5-6)
$R_1 = (1 \div 2)\,R_2 \dfrac{U_п}{U_{б.э.и}}$	$R_1 = (1 \div 2)\,R_2 \dfrac{U_п}{U_{б.э.и}}$	(5-7)
$S_c \geqslant 12\sqrt{\dfrac{P_0 T}{\eta B_m}}$	$S_c \geqslant 8\sqrt{\dfrac{P_0 T}{\eta B_m}}$	(5-8)
$w_{\rm I} = \dfrac{0,3\cdot 10^4 (U_п - U_{к.н}) T}{B_m S_c}$	$w_{{\rm I}п} = \dfrac{0,25\cdot 10^4 (U_п - U_{к.н})\, T}{B_m S_c}$	(5-9)
$w_{\rm II} = \dfrac{1,15 w_{\rm I}\, U_0}{U_п - U_{к.н}}$	$w_{\rm II} = \dfrac{1,15 w_{{\rm I}п}\, U_0^{**}}{U_п - U_{к.н}}$	(5-10)
$w_{\rm III} = \dfrac{(3 \div 5)\, w_{\rm I}\, U_{б.э.и}}{U_п - U_{к.н}}$	$w_{{\rm III}п} = \dfrac{w_{{\rm I}п}(U_{б.э.и} + I_{б.и}R_2)}{U_п - U_{к.н}}$	(5-11)***
$w'_{\rm III} = w_{\rm I}\left[\dfrac{(3 \div 5)\,U_{б.э.и}}{U_п - U_{к.н}} + 1\right]$	$w'_{{\rm III}п} = w_{{\rm I}п}\left(\dfrac{U_{б.э.и} + I_{б.и}R_2}{U_п - U_{к.н}} + 1\right)$	(5-11а)***
$C_3 = \dfrac{53\cdot 10^9\, I_{к.н}\, T w_{\rm I}^2}{(U_п - U_{к.н})\, w_{\rm II}^2}$	—	(5-12)
Формулы для расчета сглаживающего фильтра		
$p_0 = \dfrac{16\cdot 10^4 I_0 T}{C_0 U_0}$	$p_0 = \dfrac{16\cdot 10^4 I_0 T}{C_0 U_0}$	(5-13)

Однотактный генератор, однополупериодный выпрямитель	Двухтактный генератор, двухполупериодный выпрямитель	Номер формулы
$C_0 = \frac{16 \cdot 10^4 I_0 T}{p_0 U_0}$	$C_0 = \frac{16 \cdot 10^4 I_0 T}{p_0 U_0}$	(5-14)
$C_ф = \frac{600 p_0 T}{L_ф p_н}$	$C_ф = \frac{150 p_0 T}{L_ф p_н}$	(5-15)
$L_ф = \frac{600 p_0 T}{C_ф p_н}$	$L_ф = \frac{150 p_0 T}{C_ф p_н}$	(5-15а
Ток, потребляемый от источника питания		
$I_п = \frac{U_0 I_0}{U_п \eta}$	$I_п = \frac{U_0 I_0}{U_п \eta}$	(5-16)

* Во всех формулах напряжения в вольтах, величины токов в амперах, сопротивления в омах, длительность периода в секундах, магнитная индукция в теслах, индуктивность в генри, емкость C_3 в пикофарадах, емкости C_0 и $C_ф$ в микрофарадах.

** Для выпрямителя по мостовой схеме Герца; при выполнении выпрямителя по схеме с удвоением напряжения число витков w_{II} должно быть вдвое меньше.

*** Формула (5-11) для схемы с ОЭ, (5-11а) для схемы с ОК.

точка обмотки образуется соединением начала одного провода с концом другого. Подобным же образом нужно наматывать и обмотку обратной связи *III*.

Расчет преобразователей производят по формулам из табл. 17. Величины $I_{б.и}$ и $U_{б.э.и}$ находят по статическим характеристикам транзистора для точки, соответствующей величине $I_{к.и}$, вычисленной по формуле (5-2). Падение напряжения на отпертом транзисторе $U_{к.н}$ берут из Справочника по полупроводниковым приборам.

Диаметры проводов обмоток d [*мм*] вычисляют по формуле

$$d = 0{,}6\sqrt{I}, \qquad (5\text{-}17)$$

где I — величина тока в соответствующей обмотке [*а*].

Если полученный по этой формуле диаметр провода отличается от стандартного, то нужно применить провод с ближайшим большим стандартным диаметром.

Подставляемая в формулу (5-14) величина коэффициента пульсации p_0 должна соответствовать величине, допустимой для аппаратуры, которая будет питаться от преобразователя. Если полученная по этой формуле емкость конденсатора C_0 сглаживающего фильтра получается чрезмерно большой, следует задаться большей величиной коэффициента пульсации на этом конденсаторе (для электролити-

ческого конденсатора не более 5—10%) и требуемую малую пульсацию напряжения на нагрузке обеспечить с помощью дополнительного звена сглаживающего фильтра (рис. 63). В этом случае при заданном коэффициенте пульсации напряжения $p_н$ на нагрузке выпрямителя и заданной индуктивности дросселя $L_ф$ емкость $C_ф$ конденсатора на выходе этого фильтра вычисляют по формуле (5-15); если же задана емкость конденсатора, то по формуле (5-15а) вычисляют индуктивность дросселя.

Пример расчета. Рассчитать преобразователь напряжения со следующими данными: первичный источник тока — аккумуляторная батарея с номинальным напряжением $U_п = 12$ *в*; выходное напряжение $U_0 = 300$ *в* при токе $I_0 = 0,1$ *а*, т. е. $P_0 = 300 \cdot 0,1 = 30$ *вт*; $p_0 = 0,003$ (т. е. 0,3%).

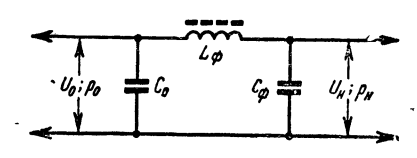


Рис. 63. Схема индуктивно-емкостного сглаживающего фильтра.

В преобразователе предполагается использовать транзисторы типа П4Б, предельные режимы которых: $U_{к.б.макс} = 70$ *в*, $I_{к.макс} = 5$ *а*, $I_{б.макс} = 1,2$ *а*.

Сердечник трансформатора предполагается изготовить из электротехнической стали.

Принимаем: $F = 400$ *гц*; $T = \frac{1}{F} = 0,0025$ *сек*; $\eta = 0,75$; $B_m = 0,7$ *тл*; $U_{к.н} = 0,5$ *в*; автогенератор двухтактный по схеме с общим эмиттером.

Проверяем по формулам (5-1) — (5-3) пригодность для данного преобразователя транзисторов типа П4Б:

$$U_{к.б.макс} = 70\,в > 2,5 \cdot 12 = 30\,в.$$

$$I_{к.и} = \frac{1,1 \cdot 30}{0,75 \cdot (12 - 0,5)} \approx 3,8\,а.$$

$$I_{к.макс} = 5а > 1,1\,I_{к.и} = 4,18\,а.$$

Согласно выходным статическим характеристикам транзистора П4Б, для данной величины коллекторного тока $B_{ст} \approx 12$, поэтому согласно формуле (5-4)

$$I_{б.и} = \frac{3,8}{12} \approx 0,32\,а.$$

Согласно формуле (5-5)

$$I_{б.макс} = 1,2а > 1,2 I_{б.и} = 0,32\,а.$$

Следовательно, транзисторы П4Б для проектируемого преобразователя вполне пригодны.

При данном токе базы 0,32 *а* согласно входным характеристикам $U_{б.э.и} \approx 0,5$ *в*.

Сопротивления резисторов в делителе напряжения согласно формулам (5-6) и (5-7):

$$R_2 = \frac{(4 \div 6)\cdot 0,5}{0,32} = 7,5\ ом,$$

$$R_1 = (1 \div 2)\cdot 7,5\frac{12}{0,5} = 220\ ом$$

(принимаем стандартные номинальные сопротивления).

Конструктивные данные трансформатора согласно формулам (5-8)—(5-11):

$$S_c \geqslant 8\sqrt{\frac{30\cdot 0,0025}{0,75\cdot 0,7}} = 3\ см^2;$$

выбираем сердечник типа Ш 20×20, полезное сечение стали которого $S_c = 3{,}6\ см^2$;

$$w_{Iп} = \frac{0,25\cdot 10^4(12-0,5)\,0,0025}{0,7\cdot 3,6} = 28\ витков,$$

$$w_{II} = \frac{1,15\cdot 28\cdot 300}{12-0,5} = 840\ витков,$$

$$w_{IIIп} = \frac{28\,(0,5+0,32\cdot 7,5)}{12-0,5} = 7\ витков.$$

Емкость конденсатора фильтра по формуле (5-14):

$$C_0 = \frac{16\cdot 10^4\cdot 0,1\cdot 0,0025}{0,003\cdot 300} = 44,5\ мкф.$$

Выбираем конденсатор со стандартной емкостью 50 *мкф*.

5-2. СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Напряжения источников электропитания радио- и электронной аппаратуры всегда в большей или меньшей степени непостоянны. Напряжения гальванических и аккумуляторных батарей снижаются по мере их разряда; колеблется величина напряжения, поступающего на аппаратуру из электросети. Увеличение и уменьшение величины тока, потребляемого аппаратурой от источника электропитания, также ведет к изменениям напряжения на его зажимах, причем эти изменения тем значительнее, чем больше внутреннее (выходное) сопротивление источника. Вместе с тем для нормальной работы аппаратуры зачастую требуются напряжения более стабильные, чем могут обеспечить обычные источники тока.

Улучшения устойчивости величины питающего напряжения достигают, применяя стабилизаторы напряжения. При питании аппаратуры с транзисторами используют преимущественно полупроводниковые стабилизаторы, которые характеризуются малыми размерами и весом, большим сроком службы, постоянной готовностью к действию, малыми выходными сопротивлениями, а стабилизаторы с транзисторами, помимо того, высокой экономичностью (к. п. д. до

60—70%) и способностью стабилизировать токи большой величины, что в ламповых стабилизаторах недостижимо. Транзисторные стабилизаторы применяют также в аппаратуре с электронными лампами и для других целей.

При использовании полупроводникового стабилизатора постоянного тока в устройстве с питанием от электросети переменного тока стабилизатор одновременно способствует сглаживанию пульсаций выпрямленного напряжения.

Стабилизатор напряжения любого типа характеризуется нижеследующими параметрами.

Выходной ток $I_н$ — ток, потребляемый нагрузкой. Стабилизатор может быть рассчитан либо на постоянную нагрузку ($I_н$=const), либо на переменную; в последнем случае параметрами стабилизатора являются максимальная $I_{н.макс}$ и минимальная величины тока нагрузки $I_{н.мин}$ (в частном случае может быть $I_{н.мин}=0$).

Номинальное входное напряжение $U_н$ — напряжение улучшенной стабильности, поступающее со стабилизатора на нагрузку.

Номинальное входное напряжение стабилизатора $U_п$ — номинальное напряжение источника электроэнергии, осуществляющего питание нагрузки через стабилизатор.

Обычно стабилизатор характеризуется, кроме того, допустимым отклонением величины входного напряжения в сторону увеличения $\delta_в$ и в сторону уменьшения $\delta_н$; отклонения эти выражают в виде десятичных дробей (или в процентах). Можно стабилизатор характеризовать максимальным $U_{п.макс}$ и минимальным $U_{п.мин}$ значениями входного напряжения; при этом

$$U_{п.макс} = U_п(1+\delta_в); \tag{5-18а}$$

$$U_{п.мин} = U_п(1-\delta_н). \tag{5-19а}$$

Соответственно

$$\delta_в = \frac{U_{п.макс} - U_п}{U_п}; \tag{5-18б}$$

$$\delta_н = \frac{U_п - U_{п.мин}}{U_п}. \tag{5-19б}$$

Коэффициент стабилизации $K_{ст}$ — основной параметр, характеризующий стабилизатор напряжения — показывает, во сколько раз последний улучшает стабильность величины питающего напряжения. Определяется этот коэффициент путем деления величины относительного приращения напряжения на входе стабилизатора на величину относительного приращения напряжения на выходе стабилизатора при неизменном токе нагрузки, т. е.

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_п/U_п}{\Delta U_н/U_н} = \frac{\Delta U_п U_н}{\Delta U_н U_п}. \tag{5-20}$$

Выходное дифференциальное сопротивление стабилизатора — другой важный его параметр — определяется как отношение величины, на которую понижается (повышается) напряжение на выходе стабилизатора, к вызвавшему это изменение увеличению (уменьшению) тока, идущего от стабилизатора на нагрузку, т. е.

$$z_{вых} = \frac{\Delta U_н}{\Delta I_н}. \tag{5-21}$$

Температурный коэффициент напряжения (ТКН) θ характеризует степень постоянства напряжения на выходе стабилизатора при изменениях температуры; определяется этот коэффициент как отношение изменения напряжения на выходе стабилизатора к вызвавшему его изменению температуры:

$$\theta = \frac{\Delta U_н}{\Delta t}. \tag{5-22}$$

Относительный ТКН θ' показывает, на сколько процентов изменяется напряжение на выходе стабилизатора при изменении температуры на 1 *град*. Определяют относительный ТКН по формуле

$$\theta' = \frac{\Delta U_н}{U_н} \frac{100}{\Delta t}. \tag{5-23}$$

Коэффициент полезного действия стабилизатора η — отношение мощности, потребляемой нагрузкой ($U_н I_н$), к мощности, поступающей на вход стабилизатора от источника питания.

Диодный стабилизатор напряжения. Это простейший из полупроводниковых стабилизаторов. Он представляет собой подключенный к источнику напряжения неустойчивой величины делитель, состоящий из нелинейного сопротивления, в качестве какового используется кремниевый опорный диод $Д_1$ (стабилитрон, диод Зиннера), и балластного резистора R_1 (рис. 64).

Преимущества стабилизаторов с опорными диодами по сравнению со стабилизаторами на газоразрядных приборах следующие: а) значительно меньшее динамическое сопротивление диодов; б) хорошая линейность вольт-амперной характеристики в пределах участка стабилизации; в) не наблюдаются скачкообразные изменения напряжения стабилизации во время работы; г) отсутствие падающего участка на вольт-амперной характеристике позволяет без опасности возникновения паразитной генерации включать параллельно диоду конденсаторы любой емкости; д) напряжение зажигания не превышает рабочего напряжения стабилизации $U_{ст}$; е) на параметры диодов не влияют внешние электрические и магнитные поля и световые потоки; ж) нет необратимых изменений напряжения стабилизации вследствие старения диодов; з) срок службы диодов значительно больше; и) габариты и вес диодов значительно меньше; к) механическая прочность диодов выше.

Диодные стабилизаторы напряжения могут быть выполнены на напряжения начиная от нескольких вольт.

Вместе с тем кремниевые опорные диоды обладают теми же недостатками, что и газоразрядные стабилизаторы: а) напряжение стабилизации диодов каждого типа имеет разброс примерно в пределах до $\pm 10\%$, б) напряжение стабилизации зависит от температуры, в) при сколь-либо значительных изменениях нагрузки стабилизация напряжения ухудшается.

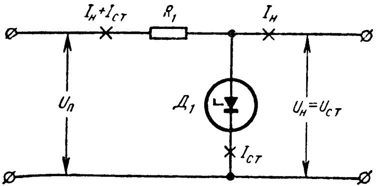


Рис. 64. Схема стабилизатора напряжения с кремниевым опорным диодом.

Выбор диода. Выходное напряжение стабилизатора, т. е. напряжение на его нагрузке $U_{н}$, равно напряжению стабилизации примененного опорного диода $U_{ст}$. Поэтому нельзя получить любое желаемое напряжение $U_{н}$; его приходится выбирать в пределах величин, обеспечиваемых тем или иным из выпускаемых промышленностью типов опорных диодов. Так, например, если нужно иметь стабилизированное напряжение $U_{н}=9$ *в*, то применяют опорный диод типа Д809 (или Д814Б), напряжение стабилизации которого лежит в пределах 8—9,5 *в*, либо опорный диод Д810 (Д814В), напряжение стабилизации которого находится в пределах 9—10,5 *в*.

Когда же нужно иметь напряжение $U_{н}$ большей величины, чем позволяют получить имеющиеся опорные диоды, то их соединяют последовательно. При этом достигается стабилизация напряжения $U_{н}$ на нагрузке на уровне суммы напряжений $U_{ст}$ примененных опорных диодов, т. е. $U_{н}=aU_{ст}$.

Диодные стабилизаторы напряжения работают эффективно лишь при условии, что ток нагрузки $I_{н}$ меньше тока через диод $I_{ст}$. Вместе с тем, когда этот ток меньше 4—5 *ма* для опорных диодов Д808—Д813 и Д814А—Д814Д, меньше 10—12 *ма* для диодов серии Д817, меньше 20—30 *ма* для диодов серии Д816, то возрастает их динамическое сопротивление и ухудшается стабильность напряжения $U_{н}$ в условиях изменений нагрузки.

Коэффициент стабилизации. С повышением сопротивления балластного резистора R_1 коэффициент стабилизации увеличивается, однако при этом приходится повышать напряжение источника питания. Практически целесообразно иметь отношение $U_{п}/U_{н} \leqslant 4 \div 6$; при этом можно получить коэффициент стабилизации порядка 10—30. При бо́льших отношениях напряжений $U_{п}/U_{н}$ сколь-либо существенного выигрыша в величине $K_{ст}$ не получается, но к. п. д. стабилизатора делается очень низким.

Каскадное включение диодных стабилизаторов. Бо́льшие коэффициенты стабилизации можно получить, применяя последовательное соединение стабилизаторов с опорными диодами (выход одного соединяется со входом другого). При этом входное напряжение $U_{п}$ последующего стабилизатора принимают равным выходному напряжению $U_{н}$ предыдущего стабилизатора. Общий коэффициент стабилизации системы равен произведению коэффициентов стабилизации отдельных ее каскадов. Так как к. п. д. подобной системы очень низок, ее применяют только в крайних случаях, например, для питания измерительных устройств, от которых требуется высокая точность.

Сглаживание пульсаций. Если диодный стабилизатор питается от выпрямителя, стабилизатор сглаживает пульсации, причем коэффициент сглаживания близок по величине к коэффициенту стабилизации $K_{ст}$.

Температурная стабильность выходного напряжения. Опорные диоды имеют положительный температурный коэффициент напряжения (ТКН), т. е. при повышении температуры напряжение на нагрузке $U_{н}=aU_{ст}$ увеличивается, а при понижении — уменьшается. Однако изменения эти относительно невелики: при использовании в стабилизаторах опорных диодов с напряжением $U_{ст} \leqslant 15$ *в* изменение температуры на каждые 10 *град* вызывает изменение выходного напряжения на величину порядка 0,5—1%. Выходное напряжение стабилизаторов с опорными диодами на бо́льшие напряжения в тех же условиях изменяется не более чем на 1,5%. При питании

обычной радиоэлектронной аппаратуры такие изменения напряжения вполне допустимы.

Компенсацию температурных изменений напряжения $U_{н}$ на нагрузке иногда осуществляют, включая последовательно с основным опорным диодом (диодами) дополнительные опорные диоды в проводящем направлении (при этом их ТКН отрицателен). Однако это ведет к уменьшению коэффициента стабилизации и к увеличению выходного сопротивления стабилизатора. Поэтому такая температурная компенсация обычно нецелесообразна.

Прямое включение диодов. Опорные диоды с напряжениями стабилизации ниже 5,6 *в* не изготовляются; при этом из числа наиболее распространенных опорных диодов наименьшее напряжение стабилизации около 7 *в* имеют диоды Д808 и Д814А. Если нужно стабилизировать более низкие напряжения, то применяют включение диодов в проводящем направлении; при этом можно использовать не только специальные опорные диоды, но и плоскостные выпрямительные кремниевые диоды, например Д202—Д205, Д206—Д211, Д226—Д226В. Несколько диодов соединяют последовательно из расчета примерно 0,7—0,8 *в* стабилизируемого напряжения на каждый диод; при этом величина тока через диоды должна находиться в пределах 5—20 *ма*.

Динамическое сопротивление диодов Д808—Д813 и Д202—Д205, включенных в проводящем направлении, имеет величину около 2 *ом* при токе 20 *ма*, 4 *ом* при 10 *ма* и 8 *ом* при токе 5 *ма* [Л. 21]. Температурный коэффициент напряжения стабилизаторов с диодами, включенными в проводящем направлении, отрицателен, а по абсолютной величине больше ТКН для случая обычного (обратного) включения диодов.

Расчет диодных стабилизаторов производят по формулам, приведенным в табл. 18.

Пример расчета. Требуется рассчитать диодный стабилизатор напряжения с постоянной нагрузкой для получения наибольшего к. п. д. Задано: напряжение на нагрузке 9 *в*; ток нагрузки 10 *ма*; изменение величины напряжения источника питания в пределах от —20 до +5%, т. е. $\delta_{н}=0{,}2$ и $\delta_{в}=0{,}05$; температура окружающей среды не выше 50° С.

1. Выбираем опорный диод Д809, в диапазоне напряжений стабилизации которого ($U_{ст}=8\div 9{,}5$ *в*) лежит требуемое выходное напряжение $U_{н}=9$ *в*. Принимаем для расчета среднюю величину напряжения стабилизации; тогда по формуле (5-24) имеем $U_{н}=aU_{ст}=8{,}7$ *в*.

Для диода Д809 при температуре до 50° С: $r_{д}\leqslant 10$ *ом*, $I_{ст.макс}=29$ *ма*. Принимаем для расчета $I_{ст.мин}=4$ *ма*.

2. По формуле (5-29б) проверяем пригодность выбранного диода для стабилизации выходного напряжения при заданных пределах изменения напряжения источника питания:

$$(10+29)-(10+4)\left(1+\sqrt{\frac{0{,}05+0{,}2}{1+0{,}05}}\right)\frac{1+0{,}5}{1-0{,}2}= \\ =11\ ма>0.$$

3. Сопротивление резистора согласно формуле (5-30б)

Таблица 18

Расчет диодных стабилизаторов напряжения постоянного тока

Параметры	Формулы	Номера формул
$U_н$	$aU_{ст}$	(5-24)
$K_{ст}$	$\dfrac{R_1 U_н}{ar_д U_п}$	(5-25)
$z_{вых}$	$ar_д$	(5-26)
η	$\dfrac{U_н I_н}{U_п (I_н + I_{ст})}$	(5-27)
P_{R1}	$\dfrac{[U_п (1+\delta_в) - U_н]^2}{R_1}$	(5-28)*
	Формулы для расчета при заданном коэффициенте стабилизации и переменной нагрузке. Задается: $U_н$; $I_{н.мин}$; $I_{н.макс}$; $\delta_в$; $\delta_н$	
	$(I_{ст.макс} + I_{н.мин})(1 - \delta_н) - (I_{н.макс} + I_{ст.мин})(1+\delta_в) - I^* > 0$	(5-29)**
R_1	$\dfrac{U_н (\delta_в + \delta_н)}{I^*}$	(5-30)***
$U_п$	$\dfrac{R_1 U_н}{r_д aK_{ст}}$	(5-31а)
	Формулы для расчета на максимальный к. п. д. при постоянной нагрузке. Задается: $U_н$; $I_н = \text{const}$; $\delta_в$; $\delta_н$	
	$I_н + I_{ст.макс} - (I_н + I_{ст.мин}) \times \left(1 + \sqrt{\dfrac{\delta_в+\delta_н}{1+\delta_в}}\right) \dfrac{1+\delta_в}{1-\delta_н} > 0$	(5-29б)**
R_1	$\dfrac{U_н \sqrt{\dfrac{\delta_в+\delta_н}{1+\delta_в}}}{I_н + I_{ст.мин}}$	(5-30б)***

Параметры	Формулы	Номера формул
$U_п$	$\dfrac{U_н\left(1+\sqrt{\dfrac{\delta_в+\delta_н}{1+\delta_в}}\right)}{1-\delta_н}$	(5-31б)

* Если сопротивление резистора выразить в омах (килоомах), то мощность получится в ваттах (милливаттах).

** Формулы для проверки пригодности диодов выбранного типа для работы в стабилизаторах с токами нагрузки требуемых величин при заданных изменениях напряжения источника питания.

Для повышения надежности работы опорного диода рекомендуется принимать при расчете величину тока через стабилитрон $I_{ст.макс}$ на 10—20% меньше предельной величины, указанной в паспорте на диод или в Справочнике по полупроводниковым приборам для данного диапазона температур окружающей среды.

*** Если величину тока выразить в миллиамперах, то сопротивление получится в килоомах.

$$R_1=\frac{8,7\sqrt{\dfrac{0,05+0,2}{1+0,05}}}{(10+4)\cdot 10^{-3}}=300\ ом.$$

4. Номинальное напряжение на входе стабилизатора согласно формуле (5-31б)

$$U_п=8,7\,\frac{1+\sqrt{\dfrac{0,05+0,2}{1+0,05}}}{1-0,2}=16,3\,в.$$

5. Расчетные пределы изменения питающего напряжения согласно формулам (5-18а) и (5-19а)

$$U_{п.макс}=16,3\cdot(1+0,05)=17\ в;$$

$$U_{п.мин}=16,3\cdot(1-0,2)=13\ в.$$

6. Рассеиваемая на резисторе наибольшая мощность согласно формуле (5-28)

$$P_{R1}=\frac{[16,3\cdot(1+0,05)-8,7]^2}{300}=0,24\ вт,$$

т. е. можно использовать резистор типа ВС-0,25 или МЛТ-0,25.

7. Коэффициент стабилизации и выходное сопротивление согласно формулам (5-26) и (5-25)

$$K_{ст}=\frac{300\cdot 8,7}{10\cdot 16,3}=16,$$

$$z_{вых}=1\cdot 10=10\ ом.$$

Применение селеновых элементов. Для стабилизации малых напряжений вместо кремниевых диодов применяют также вентили из селеновых выпрямительных элементов малого размера (например, 7ГЕ2А), включая их в проводящем направлении. При токах порядка номинальных величин (для вентилей, обозначения которых начинаются с цифры 7, что означает диаметр 7 *мм*, величина тока 6 *ма*) напряжение стабилизируется на уровне 0,4—0,6 *в* в расчете на каждый из соединенных последовательно селеновых элементов.

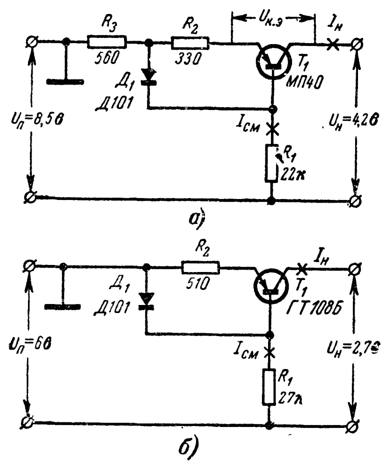


Рис. 65. Схемы простых транзисторных стабилизаторов напряжения, применяемых в радиоприемниках для поддержания постоянства напряжения питания преобразователей частоты.

Транзисторные стабилизаторы напряжения. Основными частями всякого транзисторного стабилизатора напряжения являются:

1. Датчик стабилизированного напряжения, выполняемый обычно на основе кремниевого опорного диода малой мощности. В стабилизаторах на токи не свыше нескольких миллиампер вместо специальных опорных диодов иногда используют более дешевые точечно-контактные диоды.

2. Регулирующий элемент, роль которого выполняет транзистор. Он может быть подключен выводами коллектора и эмиттера параллельно нагрузке («параллельная схема» стабилизатора), либо последовательно с нагрузкой («последовательная схема»). Ниже рассматриваются только схемы с последовательным включением регулирующего транзистора, поскольку в них можно применять менее мощные транзисторы; эти схемы обладают лучшим к. п. д. и поэтому наиболее широко используются в аппаратуре.

В последовательной схеме через оба перехода регулирующего транзистора проходит весь ток нагрузки. Чем больше этот ток, тем мощнее должен быть транзистор. При очень больших токах нагрузки применяют параллельное включение двух или большего количества однотипных мощных транзисторов.

Используя в регулирующем элементе составной транзистор, коэффициент стабилизации можно несколько повысить.

Простейший транзисторный стабилизатор напряжения (рис. 65—67). Стабилизирующее действие таких схем основано на свойстве транзисторов, заключающемся в том, что при неизменном смещении базы транзистора величина тока в цепи его коллектора ($I_К \approx I_Н$) почти не изменяется при изменениях напряжения между коллектором и эмиттером $U_{К.Э}$. Так как напряжение смещения базы стабилизировано с помощью опорного диода, то при изменении поступающего от

источника питания напряжения $U_п$ ток через транзистор, а следовательно, и напряжение $U_н$ на нагрузке изменяются в относительно небольших пределах. Как и в диодном стабилизаторе, коэффициент стабилизации напряжения тем больше, чем меньше динамическое сопротивление диода и чем больше сопротивление резистора R_1.

Т о к и н а п р я ж е н и е н а н а г р у з к е. Величина максимально допустимого тока нагрузки стабилизатора по схеме на рис. 67 определяется типом примененного транзистора, а при переменной нагрузке, кроме того, находится в зависимости от параметров опорного диода. Номинальная величина напряжения на нагрузке $U_н$ в схеме по рис. 67 равна напряжению стабилизации $U_{ст}$ примененного опор-

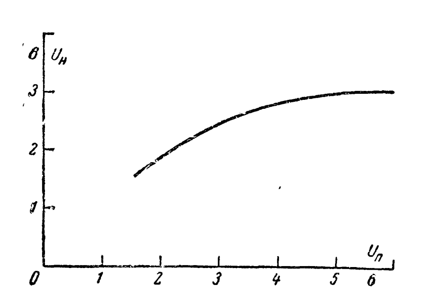


Рис. 66. Кривые зависимости выходного напряжения от входного для стабилизатора по схеме на рис. 65, *б*.

Рис. 67. Схема стабилизатора напряжения с транзистором средней или большой мощности.

ного диода за вычетом малого напряжения между эмиттером и базой $U_{э.б}$. Поскольку величина последнего не превышает десятых долей вольта, то напряжение на нагрузке обычно считают практически равным напряжению $U_{ст}$.

Если нужно получить на нагрузке напряжение $U_н$ больше номинального напряжения $U_{ст}$ опорных диодов имеющегося типа, то их можно соединять последовательно; при этом напряжение $U_н$ будет стабилизироваться на уровне, равном сумме напряжений стабилизации всех диодов, т. е. $U_н \approx aU_{ст}$.

ТКН транзисторных стабилизаторов напряжения обычно положителен; при этом, когда в них применяют опорные диоды с $U_{ст} = 7 \div 15$ *в*, напряжение на нагрузке изменяется не более чем на 0,03—0,07 *в* при изменении температуры на каждые 10 *град*.

В к л ю ч е н и е д и о д о в в п р о в о д я щ е м н а п р а в л е н и и. Как и в диодных, так и в транзисторных стабилизаторах на малые напряжения применяют включение диодов в проводящем направлении; при этом возможно использование не только специальных опорных диодов, но и обычных кремниевых выпрямительных, в том числе точечно-контактных.

В схемах стабилизатора по рис. 65, которые применяются в транзисторных приемниках для поддержания постоянства питающих напряжений каскадов преобразования частоты при глубоком разряде батарей, используются точечные кремниевые диоды Д101 при прямом

включении. Здесь напряжение $U_н$ равно напряжению питания $U_п$ за вычетом падения напряжения между эмиттером и коллектором $U_{к.э}$ и на резисторах R_2 и R_3. Напряжение смещения на базе транзистора равно разности напряжения на диоде $Д_1$ и падения напряжения на резисторе R_2. Резистор R_3 не является обязательной составной частью схемы; о его назначении см. стр. 73.

Сглаживание пульсаций. Если стабилизатор работает от выпрямителя, то для повышения к.п.д. такой системы необходимо подавать на стабилизатор выпрямленное напряжение с возможно меньшими пульсациями; практически обычно применяют конденсатор C_0 (рис. 67) настолько большой емкости, что коэффициент пульсации напряжения на входе стабилизатора не превышает 1%. Конденсатор $C_ф$ способствует дальнейшему сглаживанию пульсаций выпрямленного напряжения, уменьшает выходное сопротивление стабилизатора для токов высоких частот и улучшает развязку при питании от него импульсных схем. Все эти соображения в полной мере относятся и к схемам стабилизаторов, приведенным ниже.

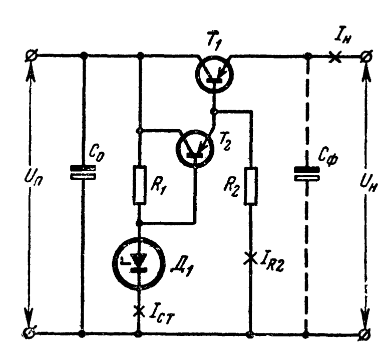


Рис. 68. Схема стабилизатора напряжения с составным транзистором.

По схеме на рис. 67 выполнен, в частности, стабилизатор напряжения транзисторного магнитофона «Яуза-20». Его данные: $U_п = 22$ *в*$\pm 10\%$; $U_н = 12$ *в*, $I_н = 160—360$ *ма*, $K_{ст} \approx 12$; T_1 — П201А (П214В), $Д_1$ — Д813, $R_1 = 750$ *ом*, $C_0 = 500$ *мкф*, $C_ф = 500$ *мкф*.

Стабилизатор с составным транзистором (рис. 68). Он отличается от рассмотренного выше тем, что при изменениях выходного напряжения изменяется смещение базы транзистора T_2, который управляет смещением базы транзистора T_1, непосредственно воздействующего на выходное напряжение.

В этой схеме при отключении нагрузки ($I_н = 0$) ток базы транзистора T_1 становится равным нулю или может даже переменить направление (за счет обратного тока коллектора), что вызовет запирание транзистора T_2. Резистор R_2 устраняет это явление, пропуская через себя обратный ток коллектора.

Выполненный по схеме на рис. 68 стабилизатор на выходное напряжение $U_н = 25$ *в* обладает следующими параметрами [Л. 22]: при уменьшении входного напряжения на 20% и увеличении на 10% от номинального значения и при изменении тока нагрузки от 0,2 до 2 *а* коэффициент стабилизации $K_{ст} \approx 15$, $z_{вых} \approx 0,3$ *ом*. Данные деталей: T_1 — П4Д (П4Б), T_2 — П202 (П201, П203), $Д_1$ — два последовательно соединенных диода типа Д813, $R_1 = 910$ *ом*, $R_2 = 5,1$ *ком*, $C_0 = 1\,600$ *мкф*.

Стабилизатор по схеме на рис. 68, как и по схеме на рис. 67, обладает существенным недостатком, заключающимся в том, что его выходное сопротивление не может быть меньше десятых долей ома.

Транзисторный стабилизатор напряжения с усилителем обратной связи (рис. 69). Такой стабилизатор, не имея преимуществ перед опи-

санными выше стабилизаторами в отношении величины коэффициента стабилизации ($K_{ст} \leqslant 15 \div 20$), обладает значительно меньшим выходным сопротивлением: оно может быть снижено до сотых и тысячных долей ома. Другим важным достоинством схемы по рис. 69 является возможность точной установки требуемой величины выходного напряжения $U_н$ с помощью потенциометра R_5, а также возможность изменять это напряжение в некоторых пределах. При этом величина выходного напряжения $U_н$ может превышать напряжение стабилизации $U_{ст}$ примененного опорного диода.

Принцип действия. Напряжение $U_н$ с выхода стабилизатора поступает на одну из диагоналей моста, в одно плечо которого включен опорный диод $Д_1$, а три других образованы резисторами $R_3 - R_6$. Так как напряжение на опорном диоде стабильно, то при изменении выходного напряжения $U_н$ изменяется напряжение в другой диагонали моста, к которой подключены база и эмиттер транзистора T_3, работающего в усилительном каскаде постоянного тока, т. е. изменяется смещение базы этого транзистора. Если по какой-либо причине напряжение $U_н$ будет увеличиваться, то ток базы транзистора T_3, а вместе с ним и ток его коллектора также увеличатся. Это приведет к увеличению падения напряжения на резисторе R_1 и к уменьшению токов баз транзисторов T_2 и T_1. Последнее приводит к увеличению сопротивления между эмиттером и коллектором транзистора T_1, т. е. к увеличению падения напряжения $U_{к.э1}$. В результате описанного процесса увеличение выходного напряжения при изменении входного в значительной мере компенсируется.

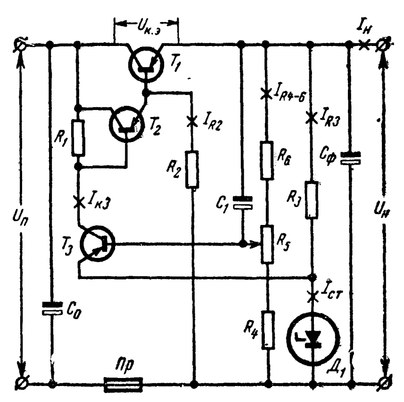


Рис. 69. Схема стабилизатора напряжения с составным транзистором и усилителем постоянного тока.

Если величина выходного напряжения $U_н$ мало отличается от напряжения примененного опорного диода $U_{ст}$, то резистор R_6 не нужен и его из схемы исключают. Резистора R_3 также может не быть в схеме стабилизатора при условии, что ток эмиттера транзистора T_3 имеет величину, не меньшую минимального значения тока $I_{ст.мин}$ примененного стабилизатора. Резистор R_2 имеет такое же назначение, как и одноименный резистор в схеме по рис. 68.

По схеме на рис. 69 выполнен стабилизатор выпрямленного напряжения транзисторного телевизора «Юность» [Л. 35]. Его данные: $U_п = 17$ *в*$^{+5\%}_{-10}$, $U_н = 12 \pm 0{,}3$ *в*, $I_н = 1{,}1$ *а*. Детали: T_1 — П4Д, T_2 — 1Т403Г, T_3 — МП42Б, $Д_1$ — Д810, $R_1 = 360$ *ом*, $R_2 = 1{,}2$ *ком*, $R_3 = 510$ *ом*, $R_4 = 200$ *ом*, $R_5 = 100$ *ом* (1 *вт*), $C_0 = 2\,000$ *мкф*, $C_ф = 8\,000$ *мкф*, $C_1 = 10$ *мкф*.

Данные стабилизатора напряжения, работающего от двухполупериодного выпрямителя, для питания транзисторного телевизора

[Л. 19]: $U_п=16$ *в*$\pm 10\%$, $U_н=12$ *в*, $I_н=0{,}6—0{,}7$ *а*, $K_{ст}\approx 20$, $p_н=0{,}3\%$. Детали: T_1 — П4В, T_2 — П201, T_3 — П16, $Д_1$ — Д811, $R_1=1{,}2$ *ком*, $R_2=2{,}4$ *ком*, $R_3=1{,}2$ *ком*, $R_4=560$ *ом*, $R_5=470$ *ом*, $R_6=110$ *ом*, $C_0=4\,000$ *мкф*, $C_ф=2\,000$ *мкф*, $C_1=200$ *мкф*.

Расчет транзисторных стабилизаторов напряжения. Его производят по формулам из табл. 19, имея в виду следующее:

1. Для стабилизатсра по схеме на рис. 69 величину $m=a\,U_{ст}\,/\,U_н$ можно выбирать в пределах 0,3—1, учитывая при этом, что с уменьшением m коэффициент стабилизации напряжения также уменьшается.

2. В формулы следует подставлять наименьшие величины $B_{ст}$ для транзисторов применяемых типов. Если эти величины для транзисторов данного типа не регламентируются, то можно принять $B_{ст}\approx\approx\beta_0\approx h_{21э}$.

3. При использовании в схемах по рис. 68 и 69 транзистора T_2 типа МП39Б — П42Б (П13—П16Б) принимают ток через резистор R_2 величиной $I_{R2}\geqslant 1—2$ *ма*, для П213 — П214Г (П201—П203) и 1Т403А — 1Т403И — 5—10 *ма* и для П4А — П4Д — 25—50 *ма*.

4. Минимальная величина падения напряжения на транзисторе $U_{к.э.мин1}$[см. (5-34)], которая имеет место при $U_{п.мин}$, должна быть в 2—5 раз больше величины $U_{к.н}$ регламентируемой для транзистора примененного типа.

5. Для повышения надежности работы опорного диода в стабилизаторе напряжения рекомендуется принимать при расчете величину $I_{ст.макс}$ на 20—30% меньше предельной величины, допускаемой паспортом на диод или указанной в Справочниках по полупроводниковым приборам для данного диапазона температур окружающей среды.

6. При расчете стабилизатора напряжения по схеме на рис. 67 или 68 на переменную нагрузку в (5-37) подставляется величина тока нагрузки $I_н=I_{н.мин}$.

7. В стабилизаторе по схеме на рис. 69 между величинами тока стабилитрона, тока коллектора транзистора T_3 и тока в резисторе R_3 должно соблюдаться следующее соотношение:

$$I_{ст.мин} < I_{к3} + I_{R3} < I_{ст.макс}\,.$$

8. Мощность рассеяния на резисторе R_1 определяют по (5-28) из табл. 18, а мощности рассеяния на остальных резисторах по общеизвестной формуле

$$P_R = I_R^2 R.$$

9. Если при расчете схемы по рис. 69 сопротивление резистора R_6 получается малым, то его можно исключить из схемы, увеличив соответственно сопротивление потенциометра R_5. Можно исключить из схемы потенциометр R_5; в таком случае режим работы транзистора T_3 и требуемое выходное напряжение устанавливают подбором сопротивлений резисторов R_4 и R_6 при налаживании стабилизатора.

Пример. Рассчитать стабилизатор напряжения на выходное напряжение $U_н=12$ *в* и ток нагрузки $I_н=1\,200$ *ма*; изменение напряжения питания на входе стабилизатора в пределах от —10 до +5%, т. е. $\delta_н=0{,}1$ и $\delta_в=0{,}05$; коэффициент пульсации напряжения на входе стабилизатора $p_0=0{,}05$; температура окружающей среды $t_c<50°$ С. Стабилизатор должен иметь возможно меньшее выходное сопротивление $z_{вых}$.

Таблица 19

Формулы для расчета стабилизаторов напряжения с транзисторами

Параметры	Схема по рис. 67	Схема по рис. 68	Схема по рис. 69	Номер формулы
$U_{ст}$	$U_н/a$		$mU_н/a$	(5-32)
$I_{к.макс1}$ не менее	$2I_{н.макс}$			(5-33а)
$I_{к.макс2}$ не менее	—	$1{,}1\,(I_{н.макс}/B_{ст1} + I_{R2})$		(5-33б)
	$I_{ст.макс} - I_{ст.мин} - \frac{I_{н.макс} - I_{н.мин}}{B_{ст}} > 0$	—	—	(5-33в)*
$U_п$	$\frac{U_н + U_{к-э.мин1}}{1 - \delta_н}$			(5-34)
$U_{к-э.макс1}$, $U_{к-э.макс2}$ не менее	$1{,}1\,[U_п\,(1 + \delta_в)\,(1 + p_0) - U_н]$			(5-35)
$P_{к1}$	$[U_п\,(1 + \delta_в)\,(1 + p_0) - U_н]\,I_{н.макс}$			(5-36а)**

Продолжение табл. 19

Параметры	Схема по рис. 67	Схема по рис. 68	Схема по рис. 69	Номер формулы
$P_{к2}$	—	$[U_п(1+\delta_в)(1+p_0)-U_н](I_{н.макс}/B_{ст1}+I_{R_2})$		(5-36б)**
R_1	$\dfrac{U_п-U_н}{I_{ст.макс}-I_{ст.мин}+\dfrac{I_н}{B_{ст1}}}$	$\dfrac{U_п-U_н}{I_{ст.макс}-I_{ст.мин}+\dfrac{I_н}{B_{ст1}B_{ст2}}+\dfrac{I_{R2}}{B_{ст2}}}$	$\dfrac{U_п-U_н}{I_{кз}+I_н/B_{ст1}B_{ст2}}$	(5-37)***
R_2	—	$U_н/I_{R2}$		(5-38)***
R_3	—	—	$\dfrac{U_н-U_{ст}}{I_{R3}}$	(5-39)***
$I_{R\,4-6}$	—	—	$U_н/r_д B_{ст3}$	(5-40а)
R_4	—	—	$0{,}8\,U_н m/I_{R\,4-6}$	(5-40б)***

Продолжение табл. 19

Параметры	Схема по рис. 67	Схема по рис. 68	Схема по рис. 69	Номер формулы
R_5	—	—	$0{,}4U_н m/I_{R\,4-6}$	(5-40в)***
R_6	—	—	$U_н(1-1{,}2m)/I_{R\,4-6}$	(5-40г)***
$z_{вых}$	$r_{вх1}+r_д/B_{ст1}$	$r_{вх1}/B_{ст1}+r_д/B_{ст1}B_{ст2}$	$\frac{r_{вх3}+aB_{ст3}r_д}{mB_{ст1}B_{ст2}B_{ст3}}+\frac{(R_4+R_5+R_6)(1-m)}{B_{ст1}B_{ст2}B_{ст3}}$	(5-41)
$K_{ст}$	$\frac{R_1U_н}{ar_дU_п}$	$\frac{R_1U_н}{ar_дU_п}$	$\frac{mR_1U_н}{Z_{вых}B_{ст1}B_{ст2}U_п}$	(5-42)

* Формула (5-33в) совместно с (5-33а) служит для проверки возможности нормальной работы транзистора T_1 при заданных изменениях тока нагрузки.

** Если величину тока выразить в амперах (миллиамперах), то мощность получится в ваттах (милливаттах).

*** Если величину тока выразить в амперах (миллиамперах), то сопротивление получится в омах (килоомах) и наоборот.

В связи с последним требованием выбираем схему стабилизатора с усилителем обратной связи (рис. 69). Намечаем применение опорного диода Д810, для которого $U_{ст}=9—10,5$ *в*, $I_{ст.макс}=26$ *ма* при $t_{с}\leqslant 50°$ С и $r_{д}=12$ *ом* при $I_{ст}=5$ *ма*. Принимаем для дальнейшего расчета среднее значение $U_{ст}=9,7$ *в*, $I_{ст.макс}=20$ *ма* и $I_{ст.мин}=$ $=4$ *ма*.

Составной регулирующий транзистор намечаем собрать из транзистора П4Г (T_1), для которого $U_{к.э.макс1}=50$ *в*, $U_{к.н}\leqslant 0,5$ *в*, $I_{к.макс1}=$ $=5$ *а* и минимальное значение статического коэффициента передачи тока $B_{ст1}=20$, и транзистора 1Т403Г (T_2), для которого $U_{к.э.макс2}=$ $=45$ *в*, $I_{к.макс2}=1,25$ *а* и минимальное значение статического коэффициента передачи тока $B_{ст2}=50$.

В усилителе обратной связи можно использовать практически любой маломощный транзистор, например МП42Б, для которого минимальное значение статического коэффициента передачи тока $B_{ст3}=$ $=45$ и $I_{к.макс3}=20$ *ма*.

1. Согласно формуле (5-32) $m=9,7/12\approx 0,8$.

2. Согласно формуле (5-33а)

$$I_{к.макс1}=5a>2\cdot 1,2=2,4a$$

и согласно формуле (5-33б), если принять $I_{R2}=10$ *ма*,

$$I_{к.макс2}=1\,250\,ма>1,1\left(\frac{1\,200}{20}+10\right)=77\,ма,$$

т. е. рабочие токи транзисторов П4Г и 1Т403Г значительно меньше предельных.

3. По формуле (5-34) определяем требуемое номинальное напряжение на входе стабилизатора, принимая $U_{к.э.мин1}=5\cdot U_{к.н}=5\cdot 0,5=$ $=2,5$ *в*.

$$U_{п}=\frac{12+2,5}{1-0,1}=16\ в.$$

Расчетные максимальное и минимальное напряжения на входе стабилизатора согласно формулам (5-18а) и (5-19а)

$$U_{п.макс}=16\,(1+0,05)=16,7\ в;$$

$$U_{п.мин}=16\,(1-0,1)=14,4\,в.$$

4. Проверяем по формуле (5-35) пригодность транзистора П4Г по величине напряжения коллектора:

$$U_{к.э.макс1}=50\,в>1,1\,[16\,(1+0,05)\,(1+0,05)-12]=6,2\ в.$$

Следовательно, транзистор П4Г будет работать при напряжении $U_{к.э1}$ значительно ниже предельного. Транзистор 1Т403Г также вполне пригоден, так как имеет более высокое значение $U_{к.э.макс2}$.

5. Определяем по формулам (5-36а) и (5-36б) наибольшие мощности, которые будут рассеивать транзисторы П4Г и 1Т403Г.

$$P_{к1}=[16\,(1+0,05)\,(1+0,05)-12]\,1,2=6,7\,вт;$$

$$P_{к2}=[16\,(1+0,05)\,(1+0,05)-12]\left(\frac{1\,200}{20}+10\right)=400\ мвт.$$

Такие мощности транзисторы П4Г и 1Т403Г способны рассеять, если смонтировать их на радиаторах (см. § 6-1).

6. Сопротивления резисторов R_1, R_2 и R_3 согласно формулам (5-37), (5-38) и (5-39), если принять $I_{кз} = 10$ *ма*, $I_{R2} = 10$ *ма* и $I_{R3} = I_{ст.мин} = 4$ *ма*:

$$R_1 = \frac{16 - 12}{10 + 1200/20 \cdot 50} = 0{,}36 \text{ ком} = 360 \text{ ом};$$

$$R_2 = \frac{12}{10} = 1{,}2 \text{ ком};$$

$$R_3 = \frac{12 - 9{,}7}{4} = 0{,}57 \text{ ком};$$

принимаем резистор со стандартным номинальным сопротивлением 560 *ом*.

7. Ток делителя выходного напряжения (ток в резисторах R_4—R_6) согласно формуле (5-40а)

$$I_{R4-6} > \frac{12}{12 \cdot 45 \cdot 10^{-3}} = 22 \text{ ма};$$

принимаем $I_{R4-6} = 40$ *ма*.

8. Сопротивления резисторов, образующих делитель, согласно формулам (5-40б)—(5-40г)

$$R_4 = \frac{0{,}8 \cdot 12 \cdot 0{,}8}{40 \cdot 10^{-3}} \approx 200 \text{ ом},$$

$$R_5 = \frac{0{,}4 \cdot 12 \cdot 0{,}8}{40 \cdot 10^{-3}} \approx 100 \text{ ом};$$

$$R_6 = \frac{12(1 - 1{,}2 \cdot 0{,}8)}{40 \cdot 10^{-3}} \approx 10 \text{ ом}.$$

Так как R_6 получилось малым, исключаем его из схемы.

Пути повышения коэффициента стабилизации. Коэффициент стабилизации транзисторного стабилизатора может быть значительно повышен, если диод $Д_1$ (рис. 67—69) питать не входным нестабилизированным напряжением $U_п$, а от отдельного стабилизатора на опорном диоде. Однако такое усложнение схемы применяют довольно редко, например для питания точной измерительной аппаратуры. В аппаратуре

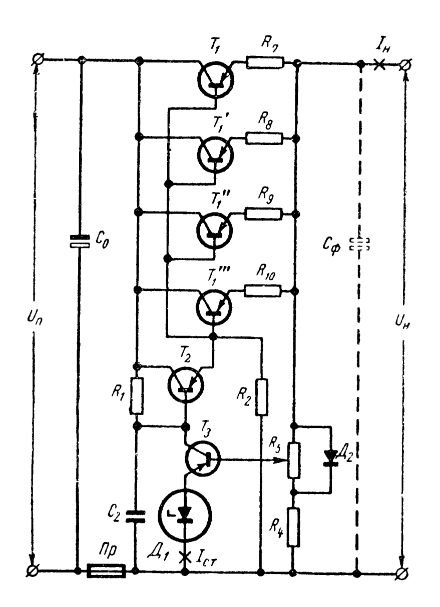


Рис. 70. Схема стабилизатора напряжения с четырьмя включенными параллельно регулирующими транзисторами.

массового применения и в радиолюбительских конструкциях подобные схемы стабилизаторов вообще не встречаются.

Параллельное включение транзисторов. При необходимости стабилизировать напряжения при токах, больших, чем может допустить один транзистор T_1 [см. (5-33)], в цепь тока нагрузки включают два или больше параллельно соединенных транзисторов (рис. 70). Равномерного распределения общего тока нагрузки между транзисторами достигают включением в цепь эмиттера каждого из них резистора с небольшим сопротивлением (R_7—R_{10}). При использовании транзисторов П4А — П4Д и П216—П217 каждый из этих резисторов должен иметь сопротивление около 1 *ом*.

Диод $Д_2$ улучшает температурную стабильность усилителя на транзисторе T_3, а вместе с тем уменьшает зависимость выходного напряжения от температуры. Эту функцию упомянутый диод выполняет следующим образом. Так как ТКН диода $Д_1$, как и всякого опорного диода, имеет положительный знак, то при повышении температуры падение напряжения на нем (напряжение стабилизации $U_{ст}$) возрастает. Вследствие этого напряжение смещения на базе транзистора T_3 по отношению к его эмиттеру становится менее отрицательным. Одновременно увеличивается падение напряжения на диоде $Д_2$ и на включенном параллельно ему потенциометре R_5. А это вызывает увеличение отрицательного смещения, поступающего с упомянутого потенциометра на базу транзистора T_3.

Конденсатор C_2 устраняет возможность возникновения паразитной генерации на высоких частотах за счет обратной связи через усилитель на транзисторе T_3.

При составном регулирующем транзисторе, состоящем из четырех транзисторов П4Б, П4Д, П216 или П217 (T_1—T_1''') и одного транзистора П202 или П213 — П215 (T_2), и при транзисторе из серий П202, П213—П215 (T_3) в усилителе обратной связи стабилизатор по схеме на рис. 70 может обладать следующими данными [Л. 22]:

$U_п=20\div25$ *в*, $U_н=12,5$ *в*, $I_н=0\div6$ *а*, $K_{ст}=10$—15, $z_{вых}\approx0,1$ *ом*. Детали: $Д_1$ — Д813 (или Д814Д), $Д_2$ — Д7Е, $R_1=100$ *ом*, $R_2=10$ *ком*, $R_4=510$ *ом*. $R_5=1$ *ком*, $R_7=R_8=R_9=R_{10}=1$ *ом*, $C_0=1\,000$ *мкф*, $C_ф=2\,000$ *мкф*, $C_2=0,1$ *мкф*.

РАЗДЕЛ 6
ЭЛЕМЕНТЫ ТРАНЗИСТОРНЫХ СХЕМ

6-1. ТЕПЛОВОЙ РЕЖИМ ТРАНЗИСТОРОВ

При прохождении электрических токов через полупроводниковые приборы на их электронно-дырочных переходах рассеивается (бесполезно теряется) часть мощности этих токов, вследствие чего переходы, а от них и корпусы приборов нагреваются. Отдача тепла окружающему воздуху и монтажной панели должна быть возможно более эффективной. Это является одним из важнейших условий стабильной и надежной работы всякой аппаратуры с транзисторами и полупроводниковыми диодами. При плохой, затрудненной теплоотдаче электронно-дырочный переход нагреется до недопустимо большой температуры, утратит свойство односторонней проводимости и в результате полупроводниковый прибор выйдет из строя.

В связи с этим *конструктор радиоаппаратуры должен уметь количественно оценивать не только электрические, но и тепловые режимы транзисторов в аппаратуре,* уделяя особое внимание вопросам обеспечения хорошего отвода тепла от мощных транзисторов.

Тепловые сопротивления. В транзисторе, работающем в усилительном каскаде, в генераторе синусоидальных колебаний, в стабилизаторе напряжения и в любых других схемах, где транзистор не входит в состояние насыщения, наибольшая мощность теряется на коллекторном переходе и поэтому в области последнего выделяется наибольшее количество тепла. Напряжение на эмиттерном переходе и ток через него невелики, соответственно мала и рассеиваемая на нем мощность. Температура областей переходов транзисторов не должна превышать указанных в табл. 20 величин $t_{п.макс}$.

Количественной характеристикой, показывающей, насколько затруднено рассеивание выделяющегося в транзисторе тепла, является его тепловое сопротивление. При данной рассеиваемой на переходе электрической мощности электрического тока температура кристалла полупроводника в области перехода тем выше, чем больше тепловое сопротивление транзистора. Математически тепловое сопротивление показывает, на сколько градусов повышается температура полупроводника в области перехода при увеличении рассеиваемой на нем мощности на 1 *вт* (или на 1 *мвт*). Следовательно, тепловое сопротивление имеет размерность *град/вт* (или *град/мвт*).

Маломощные транзисторы, а также и мощные, работающие без дополнительных теплоотводов, характеризуются тепловым сопротивлением между областью электронно-дырочного перехода в кристалле полупроводника и окружающей транзисторы средой (воздухом). Это тепловое сопротивление зависит от конструкции транзистора; обозначают его $R_{tп.с}$. Тепловые сопротивления $R_{tп.с}$ транзисторов, работающих без теплоотводящих радиаторов в условиях нормального атмос-

Таблица 20

Предельные температуры, мощности рассеивания и тепловые сопротивления транзисторов, работающих без теплоотводов

Тип транзистора	$t_{п.макс}$, °C	$R_{t\,п.с}$, *град/мвт*	$P_{т.макс}$, *мвт*	$t_{с.гр}$, °C	$t_{с.макс}$, °C
Германиевые транзисторы					
П4А — П4Д	90	0,035	2 000	20	70
П8—П11А	85	0,2	150	50	70
П13 — П15А, МП13 — МП15А	85	0,2	150	55	70
П16 — П16Б, МП16 — МП16Б	85	0,2	200	45	70
П20 — П21А	85	0,33	150	35	70
П25—П26Б	75	0,2	200	35	70
П27 — П28	85	1,0	30	55	70
П37А — П41А, МП37А — МП41А	85	0,2	150	55	55
П42А—П42Б	85	0,2	200	45	70
П201 — П203, П201М — П203М	85	0,04	1 000	50	70
П209 — П210А	85	0,023	1 500	25	70
П213А — П214Г	85	0,035	1 000	40	70
П401 — П403А	85	0,6	50	25	70
П414 — П415Б	75	0,66	100	20	70
П422, П423	70	0,5	50	25	55
ГТ108 — ГТ108Г	80	0,8	75	20	55
ГТ109А — ГТ109Г	80	1,8	30	20	55
1Т308А — 1Т308Г	85	0,25	150	45	70
ГТ309А — ГТ309Е	70	2,0	50	20	55
ГТ310А — ГТ310Е	75	2,0	20	30	55
ГТ311А — ГТ311Д			150	25	
ГТ313А, ГТ313Б	85	0,6	100	25	55
1Т403А — 1Т403И	85	0,1		25	70
П601 — П602А	85		1 000	25	70
П605 — П606А	85		500	25	70
Кремниевые транзисторы					
П101 — П106	150	0,5	150	75	120
КТ312Б — КТ312Г	150		225		
КТ601А	150		500	25	

ферного давления окружающего воздуха, не превышают значений, указанных в той же табл. 20.

Наиболее полное использование по мощности мощных транзисторов возможно лишь при условии, что они смонтированы на радиаторах (дополнительных теплоотводах) — металлических пластинах или металлических телах иной формы, способствующих отдаче тепла от транзисторов в окружающую среду. В качестве радиатора часто используют металлическое шасси радиоаппарата, на котором монтируют транзистор. В этих случаях путь теплопередачи более сложен: тепло от перехода в кристалле передается корпусу транзистора, корпус транзистора отдает тепло радиатору, а последний рассеивает его в окружающее пространство. (Внешняя теплоизлучающая поверхность корпуса транзистора значительно меньше поверхности радиатора и поэтому долю тепла, рассеиваемого в пространство самим транзистором, можно не принимать во внимание.)

Соответственно различают:

1) внутреннее тепловое сопротивление транзистора — между его коллекторным переходом и корпусом $R_{t\text{п.к}}$. Зависит оно от конструкции транзистора; его максимально возможное значение указывается заводом-изготовителем в паспорте мощного транзистора и в справочниках (табл. 21);

2) тепловое сопротивление корпус транзистора — радиатор $R_{t\text{к.р}}$, зависящее от качества «теплового контакта» между транзистором и радиатором (подробнее см. ниже);

Таблица 21

Тепловые сопротивления и предельные температуры для транзисторов, смонтированных на теплоотводах

Тип транзистора	$R_{t\text{п.к}}$, *град/вт*	$P_{\text{т.макс}}$, *вт*	$t_{\text{к.гр}}$, °С*
Германиевые транзисторы			
П4А — П4Д, П4АЭ — П4ДЭ	2,0	20	40
П201 — П203	3,5	10	50
П201М — П203М	4,0	10	45
П209 — П210А	1,0	60	25
П213 — П214Г	4,0	10	45
1Т403А — 1Т403Ж	15	1	70
П601 — П602А	2,0	0,5	25
П605 — П606А	30	3	25
Кремниевые транзисторы			
КТ802А	2,5	50	25

* Предельная температура корпуса транзистора, при которой в «идеальных» условиях отвода тепла (т. е. когда $R_{t\text{к.с}}=0$) может рассеиваться мощность $P_{\text{т.макс}}$.

3) тепловое сопротивление радиатор — окружающая среда $R_{t\text{р.с}}$, зависящее главным образом от поверхности радиатора. Его называют сокращенно тепловым сопротивлением радиатора.

Полное тепловое сопротивление системы: коллекторный переход — корпус транзистора — радиатор — окружающий воздух является арифметической суммой всех перечисленных тепловых сопротивлений, т. е.

$$R_{t\,\text{п.с}} = R_{t\,\text{п.к}} + R_{t\,\text{к.р}} + R_{t\,\text{р.с}}. \qquad (6\text{-}1)$$

Величины тепловых сопротивлений необходимы при расчете мощностей, которые могут рассеивать транзисторы.

Допустимая мощность рассеивания транзистором без радиатора. Если температура окружающей среды (внутри аппаратуры) не превышает граничной для данного транзистора величины $t_{\text{с.гр}}$ (табл. 20), то предельную мощность, которую может рассеять транзистор в этих условиях, можно взять непосредственно из графы $P_{\text{т. макс}}$ упомянутой таблицы.

Если же температура окружающей среды $t_{\text{с}}$ превышает граничную ($t_{\text{с}} > t_{\text{с.гр}}$), то допустимую мощность рассеяния транзистора без радиатора определяют по формуле

$$P_{\text{т}} = \frac{t_{\text{п.макс}} - t_{\text{с}}}{R_{t\text{п с}}}. \qquad (6\text{-}2)$$

Допустимая мощность рассеяния транзистора, смонтированного на теплоотводящем радиаторе. Транзистор средней или большой мощности с внутренним тепловым сопротивлением $R_{t\text{п.к}}$, смонтированный на радиаторе с тепловым сопротивлением $R_{t\text{р.с}}$, при температуре окружающего воздуха $t_{\text{с}}$ длительное время может рассеивать мощность

$$P_{\text{т}} = \frac{t_{\text{п.макс}} - t_{\text{с}}}{R_{t\,\text{п.к}} + R_{t\,\text{к.р}} + R_{t\,\text{р.с}}}. \qquad (6\text{-}3\text{а})$$

Требуемое тепловое сопротивление радиатора, при котором на транзисторе рассеивается мощность $P_{\text{т}}$ не более заданной при температуре окружающей среды $t_{\text{с}}$, вычисляют по формуле

$$R_{t\,\text{р.с}} = \frac{t_{\text{п.макс}} - t_{\text{с}}}{P_{\text{т}}} - R_{t\,\text{п.к}} - R_{t\,\text{к.р}}. \qquad (6\text{-}3\text{б})$$

Допустимую температуру коллекторного перехода $t_{\text{п.макс}}$ берут из табл. 20, а величину теплового сопротивления переход — корпус $R_{t\text{п.к}}$ — из табл. 21.

Заметим, что указываемые в паспортах мощных транзисторов и в справочниках предельные мощности рассеяния $P_{\text{т.макс}}$ при наличии радиаторов (см. табл. 21) регламентируются не для температуры окружающей среды, а для температуры корпусов транзисторов $t_{\text{к.гр}}$ и «идеальных» условий теплопередачи, т. е. когда тепловое сопротивление радиатор — окружающая среда равно нулю (это условие может иметь место, например, если поместить транзистор в циркулирующее масло с постоянной температурой). В реальной транзисторной аппаратуре создать такие условия невозможно и поэтому практически рассеиваемые мощности всегда меньше указанных в табл. 21.

Тепловое сопротивление корпус транзистора — радиатор. Определение теплового сопротивления $R_{t\text{к.р}}$ встречает всегда наибольшие

трудности. Его можно было бы считать теоретически равным нулю, если бы нижняя поверхность корпуса транзистора всеми своими точками прилегала к поверхности радиатора (монтажной панели). Однако если даже эти поверхности хорошо пришлифованы друг к другу, то все же между ними кое-где будут небольшие, ухудшающие теплопередачу зазоры, причем влияние их на величину теплового сопротивления $R_{t\text{к.р}}$ учесть практически не представляется возможным. При плохом соприкосновении плоскостей транзистора и радиатора тепловое сопротивление между ними может достигнуть нескольких градусов на ватт.

Если между транзистором и радиатором поместить прокладку из мягкой свинцовой фольги толщиной 0,08—0,1 *мм*, можно получить $R_{t\text{к.р}}=0{,}5\div1$ *град/вт* [Л. 37].

По схемным соображениям нередко нужно изолировать корпус транзистора от монтажной панели, используемой в качестве радиатора. Помещаемая с этой целью между транзистором и радиатором прокладка из слюды или иного изоляционного материала увеличивает тепловое сопротивление $R_{t\text{к.р}}$. Так, например, при применении слюдяной прокладки толщиной 0,1 *мм* получается $R_{t\text{к.р}}\approx1{,}5\div1{,}7$ *град/вт*, а при толщине 0,4 *мм* $R_{t\text{к.р}}\approx2{,}5$ *град/вт*. Если же такую пластинку смазать веретенным или иным минеральным (невысыхающим) маслом, тепловые сопротивления снижаются до 0,7—0,9 и 1,5 *град/вт* соответственно [Л. 27].

Пример. Используемый в стабилизаторе напряжения транзистор П4Д, для которого согласно табл. 20 и 21 $t_{\text{п.макс}}=90°$ C и $R_{t\text{п.к}}=2$ *град/вт*, рассеивает мощность $P_{\text{т}}=6{,}7$ *вт*. Температура внутри аппаратуры может достигать величины $t_{\text{с}}=50°$ C. Определить максимально допустимое тепловое сопротивление радиатора $R_{t\text{р.с}}$.

Принимая $R_{t\text{к.р}}=1$ *град/вт*, по формуле (6-3б), получаем:

$$R_{t\,\text{р.с}}=\frac{90-50}{6{,}7}-2-1=3\ \text{град/вт}.$$

Расчет простейшего радиатора. Для обеспечения заданного теплового сопротивления $R_{t\text{р.с}}$ [*град/вт*] радиатор в виде квадратной алюминиевой пластины без отделки поверхности, расположенный вертикально и свободно обтекаемый воздухом с обеих сторон (транзистор смонтирован в середине пластины), должен иметь площадь

$$S=\frac{800}{R_{t\,\text{р.с}}}\ [\text{см}^2]. \tag{6-4}$$

Толщина пластины должна быть не менее 1/40—1/50 ее длины (ширины).

Примерно такую же площадь должен иметь радиатор, изготовленный из кадмированной стали. Алюминиевая пластина с отпескоструенной, матированной поверхностью может иметь площадь на 30—40% меньше.

Пример. Квадратный алюминиевый радиатор с тепловым сопротивлением 3 *град/вт* (данные предыдущего примера) должен иметь площадь

$$S=\frac{800}{3}=267\ \text{см}^2.$$

Длина и ширина такого радиатора равна $\sqrt{267}\approx17\times17$ *см*. Для его изготовления нужен алюминий толщиной не менее 3,5 *мм*.

Заметим, что пластинчатые радиаторы со стороной квадрата более 200 *мм*, как правило, не делают, так как они неудобны для применения в аппаратуре вследствие своей громоздкости. Если требуется меньшее внешнее тепловое сопротивление, чем можно получить от радиатора в виде пластины, применяют радиаторы более сложной формы.

6-2. ВЗАИМОЗАМЕНЯЕМОСТЬ ТРАНЗИСТОРОВ

При конструировании и изготовлении аппаратуры радиолюбитель иногда встречает затруднения в приобретении тех или иных типов транзисторов из-за того, что прекращен их выпуск и вместо них изготовляются транзисторы более совершенной конструкции, либо транзисторы пока дефицитны. В табл. 22 приведена возможная замена таких транзисторов. Под заголовком «Ограничения» величины даны только в случаях, когда рекомендуемый к замене транзистор имеет меньшие предельные значения $U_{к.э.макс}$, $I_{к.макс}$, $P_{т.макс}$, $t_{с.макс}$, $t_{к.макс}$, более низкую частоту f_α ($f_{ген}$), либо большие диаметр D и высоту H по сравнению с транзистором устаревшего или дефицитного типа. Эти ограничения во многих случаях являются несущественными для конкретных схем, где транзисторы полностью не используются по напряжению, току, мощности или другим показателям, а габариты аппаратуры не очень ограничены. Если в последней графе таблицы стоит прочерк, это означает, что транзисторы взаимозаменяемы полностью.

При этом нужно иметь в виду, что транзисторы, имеющие букву М в начале или в конце обозначения, взаимозаменяемы с транзисторами, в обозначении которых буквы М нет. Так, например, вместо транзисторов П14 и П202 без всяких ограничений можно использовать транзисторы МП14 и П202М соответственно или наоборот.

6-3. КОНДЕНСАТОРЫ В ТРАНЗИСТОРНЫХ СХЕМАХ

Конденсаторы постоянной емкости для транзисторных схем следует выбирать, руководствуясь табл. 23. Если для конденсатора данного назначения в таблице не указаны допустимое отклонение от обозначенной на схеме номинальной емкости и группа ТКЕ (цвет окраски), то можно применять конденсатор рекомендуемого типа и требуемого номинала с любым отклонением емкости и любой группы ТКЕ (керамический конденсатор, окрашенный в любой цвет).

Выбор номинального напряжения конденсатора. Для транзисторных схем пригодны бумажные, пленочные, слюдяные и керамические малогабаритные конденсаторы с самыми маленькими номинальными напряжениями, на которые только они выпускаются (60—100 *в*), поскольку эти напряжения больше напряжений в цепях транзисторов. Электролитические конденсаторы изготовляются и со значительно меньшими номинальными напряжениями; конденсаторы этого вида могут работать надежно при условии, что постоянная составляющая на них будет по крайней мере на 15—20% меньше номинального напряжения. При этом переменная составляющая напряжения на электролитическом конденсаторе должна быть меньше постоянной составляющей. Для конденсаторов ЭМ, ЭМИ и К50-6 амплитуда переменной составляющей частоты 50 *гц* при длительном ее

Таблица 22

Возможная замена транзисторов некоторых типов

Основной тип транзистора в схеме	Возможная замена: Тип транзистора	Возможная замена: Ограничения
Низкочастотные транзисторы малой мощности		
П1А — П1Г	П13, МП13, МП13Б, П13Б, П39Б, МП39Б	—
П1Д	П13Б, МП13Б, П39Б, МП39Б	—
П1Е	П13, МП13, П39Б, МП39Б	—
П1Ж	П14, МП14, П40, МП40	—
П1И	П15, МП15	—
П2А	П26, МП26, П26А, МП26А	—
П2Б	П25, МП25, П25А, МП25А	—
П6А, П6Б	П13, МП13, П39Б, МП39Б	—
П6В	П14, МП14, П40, МП40	—
П6Г	П15, МП15, П41, МП41	—
П6Д	П13Б, МП13Б, П39Б, МП39Б	—
П10А, МП10А П10Б, МП10Б П11А, МП11А	МП37А МП37Б МП38А	$t_{с.макс}=55°$ C $t_{с.гр}=40°$ C
П13, МП13	П39Б, МП39Б*	$U_{к.э.макс}=10$ *в***, $U_{к.б.макс}=10$ *в*, $C_к \leqslant 60$ *пф*, $t_{с.макс}=55$ °C
П13А	П15, МП15 П41, МП41	—
П13Б, МП13Б П14, МП14	П39Б, МП39Б* П40, МП40*	$U_{к.э.макс}=10$ *в***, $U_{к.б.макс}=10$ *в*, $C_к \leqslant 60$ *пф*, $t_{с.макс}=55°$ C

Основной тип транзистора в схеме	Возможная замена	
	Тип транзистора	Ограничения
П14А, МП14А	П40А, МП40А*	$U_{к.э.макс}=30$ *в*, $U_{к.б.макс}=30$ *в****, $C_к \leqslant 60$ *пф*, $t_{с.макс}=55°$ С
П15, МП15 П15, МП15А	П41, МП41* П41А, МП41А*	$U_{к.э.макс}=10$ *в*, $U_{к.б.макс}=10$ *в*, $f_\alpha \geqslant 1$ *Мгц*, $C_к \leqslant 60$ *пф*, $t_{с.макс}=55°$ С
П16, МП16, П16А, МП16А	П42А, МП42А	—
П16, МП16****	П15, МП15	—
	П41, МП41	$U_{к.э.макс}=10$ *в*, $U_{к.б.макс}=10$ *в*, $t_{с.макс}=55$ °С
П16Б, МП16Б	П42Б, МП42Б	—
ГТ108А	П13Б, МП13Б, П39Б, МП39Б	$D \approx 12$ *мм*, $H \approx 5{,}5$ *мм*
ГТ108Б	П15, МП15, П41, МП41	
ГТ108В	П15А, МП15А, П41, МП41А	$D \approx 12$ *мм*, $H \approx 5{,}5$ *мм*
ГТ109А	П14, МП14, П40, МП40	$D \approx 12$ *мм*, $H \approx 5{,}5$ *мм*
ГТ109Б	П15А, МП15А, П41А, МП41А	
Низкочастотные транзисторы средней и большой мощности		
П3А	П201, П201М, П213А	—
П3Б	П201А, П201АМ П213Б	—
П201, П201М	П213А	—
П201А, П201АМ	П213Б	—
П202, П202М	П214В	—
П203, П203М	П214Г	—
П4А, П4АЭ, П4АМ	П216Г	—
П4Б, П4БЭ, П4БМ	П217В	—

Основной тип транзистора в схеме	Возможная замена	
	Тип транзистора	Ограничения
П4В, П4ВЭ, П4ВМ	П216Б	—
П4Г, П4ГЭ, П4ГМ	П216Д	—
П4Д, П4ДЭ, П4ДМ	П216В	—
Среднечастотные и высокочастотные транзисторы малой мощности		
П12	П29	—
П401, П402	П422	$t_{п.макс}=70°$ C, $t_{с.макс}=55°$ C
	П414, П414А	
	П423	$t_{п.макс}=70°$ C, $t_{с.макс}=55°$ C
П403, П403А	П415, П415А	
П406	П30	—
П422	П402	—
П423	П403	—
П411, П411А	П417, П418	—
ГТ309Г	П416Б	$D\approx12$ *мм*, $H\approx10$ *мм*
ГТ309Д	П403, П423	$D\approx12$ *мм*, $H\approx6$ *мм*
	П416Б	$D\approx12$ *мм*, $H\approx10$ *мм*
ГТ309Е	П416А	$D\approx12$ *мм*, $H\approx10$ *мм*

* Обратная замена без всяких ограничений.

** При сопротивлении в цепи база — эмиттер не более 10 *ком*. Пиковое напряжение 20 *в*.

*** При температуре свыше 40° С $U_{к.э.макс}=20$ *в* и $U_{к.б.макс}=20$ *в*.

**** В каскадах УНЧ.

воздействии на конденсатор не должна превышать одной пятой номинального напряжения постоянного тока. Допустимая амплитуда уменьшается обратно пропорционально частоте. Для электролитических конденсаторов междукаскадной связи с емкостями, выбранными по табл. 24, эти требования выдерживаются автоматически: конденсаторы работают с достаточным запасом по напряжению и при малых токах утечки.

Электролитический конденсатор в детекторе отношений (C_{20} на рис. 31 и C_9 на рис. 36) и конденсатор связи на входе усилителя НЧ (C_1 на рис. 39, 42, 44—46) могут иметь номинальное напряжение 4 *в*, т. е. наименьшее, с которым изготовляют малогабаритные электролитические конденсаторы. Такое же номинальное напряжение достаточно для конденсаторов, шунтирующих стабилизирующие резисторы в цепях эмиттеров при включении на корпус аппарата («общий» про-

Таблица 23

Применение конденсаторов в транзисторных схемах

Место конденсатора в схеме	Рекомендуемый тип конденсатора	Допуск по емкости, %	Группа ТКЕ (цвет окраски)
Каскады и цепи высокой и промежуточной частоты			
Антенная цепь (ненастраиваемая)	КТ, КД, КМ, КСО, К10У-2	*	—
Колебательные контуры СВ и ДВ диапазонов, контуры фильтров ПЧ (ФСС)	КТ, КД, КМ К10У-2	±10	М700 (красный)
	КС	±10	П
Колебательные контуры КВ диапазона	КТ, КД, К10У-2	±20	М700 (красный), М47, М75 (голубой)
То же УКВ диапазона	КД, КДО, К10У-2	±20	М700 (красный), М47, М75 (голубой)
Связь между контурами фильтра ПЧ (ФСС)	КД, КТ, К10У-2	±10	М47, М75 (голубой)
Сопряжение колебательного контура гетеродина	КТ, КД, КМ, К10У-2	±5	М700 (красный)
	КС	±5	П
Нейтродинный конденсатор	КТ, КД, КМ, К10У-2	±10	М700 (красный)
	КС	±10	П
Блокировочный конденсатор	КТ, КД, КМ, КО, КДО, КДС, К10У-2, БМ, ПМ, КС	*	—
Конденсатор междукаскадной связи, обратной связи	КТ, КД, КМ, К10У-2	*	—
Шунт стабилизирующего резистора в цепи эмиттера; развязывающий фильтр	КТ, КД, КДС КО, К10У-2	**	Н70, Н90 (оранжевый), М1300 (зеленый)
Детекторы			
Фильтр детектора АМ сигналов	КТ, К10У-2, КМ, КСО	±20	—
Детектор ЧМ сигналов	КМ	±10	М47, М75 (голубой)
Фильтр видеодетектора	КД, КТ, КМ	±5	То же

Место конденсатора в схеме	Рекомендуемый тип конденсатора	Допуск по емкости, %	Группа ТКЕ (цвет окраски)
Каскады и цепи низкой частоты и видеочастоты			
Конденсатор междукаскадной связи, обратной связи; шунт стабилизирующего резистора в цепи эмиттера; развязывающий фильтр	ЭМ, К50-6	**	—
Конденсатор регулятора тембра; в цепи первичной обмотки выходного НЧ трансформатора	БМ, К40-П1 КСО	±10	—
Конденсатор связи диодного детектора с первым каскадом УНЧ по схеме с ОЭ	ЭМ, К50-6	**	—
То же, когда первый каскад УНЧ выполнен по схеме с ОК	БМ, К40-П1 К10У-2	**	—
Общие цепи питания, выпрямители			
Сглаживающий фильтр сетевого выпрямителя	ЭМ, К50-6, К50-7, КЭ-1 КЭ-2	**	—
Сглаживающий фильтр преобразователя постоянного напряжения при частотах порядка сотен герц и выше	МБГО, МБГП, К40-П1, КБГ	**	—
То же, высокого напряжения электроннолучевой трубки телевизора	КОБ, ПОВ, К15-5	—	—

* Можно применять конденсаторы рекомендуемых типов с любым отклонением от номинальной емкости, а также с ближайшей большей или меньшей стандартной номинальной емкостью по сравнению с указанной в схеме или полученной расчетом.

** Допустимо применение конденсаторов рекомендуемых типов с любой большей номинальной емкостью по сравнению с указанной в схеме или полученной расчетом.

Таблица 24

Емкости конденсаторов в низкочастотных транзисторных каскадах

Место конденсатора в схеме	Емкость конденсатора (*мкф*) при нижней границе полосы пропускания $F_н$	
	70—150 *гц*	200—450 *гц*
Конденсатор связи диодного детектора с первым каскадом УНЧ по схеме с ОЭ	15—10	10—3
То же первый каскад по схеме с ОК .	2—1	1—0,5
Конденсатор связи между каскадами .	15—10	10—3
Конденсатор, шунтирующий резистор в цепи эмиттера транзистора каскада предварительного усиления	100—50	50—20

вод схемы) положительного полюса источника питания (C_4 на рис. 39—40, 44 и 45). Если же с корпусом аппарата соединен отрицательный полюс источника питания, то номинальное напряжение соединенного с эмиттером конденсатора (например, C_8 на рис. 57) должно быть не менее напряжения источника питания.

Номинальное напряжение конденсаторов обратной связи C_7 в схемах по рис. 39 должно быть не менее половины напряжения источника питания. Конденсаторы в цепях громкоговорителей оконечных бестрансформаторных НЧ каскадов (рис. 44 и 45) должны иметь номинальное напряжение по крайней мере в 2 раза выше напряжения источника питания. Необходимость в таком запасе по напряжению вызывается тем, что через эти конденсаторы проходит значительная переменная составляющая тока.

Конденсаторы сглаживающих и развязывающих фильтров должны иметь номинальные напряжения, на 15—20% превышающие действующие на них постоянные составляющие напряжения.

Выбор емкостей электролитических конденсаторов для УНЧ. От емкости конденсаторов междукаскадной связи, а также от емкости конденсаторов, шунтирующих стабилизирующие резисторы в цепях эмиттеров, зависит полоса пропускания усилителя НЧ. Если емкость этих конденсаторов мала, то наиболее низкие частоты будут усиливаться хуже, чем средние, т. е. на нижних частотах будут иметь место частотные искажения — возникает «завал» нижних частот. При недостаточно большой емкости конденсаторов междукаскадной связи частотные искажения возникают вследствие значительного падения напряжения сигнала на этих конденсаторах. При малой емкости конденсаторов, шунтирующих стабилизирующие резисторы, в цепях эмиттеров «завал» на нижних частотах получается вследствие отрицательной обратной связи по току в цепь базы транзистора.

Так как реактивное сопротивление конденсатора увеличивается с понижением частоты, емкость вышеупомянутых конденсаторов должна быть тем больше, чем меньше требуется наинизшая частота полосы пропускания и чем равномернее должно быть усиление в ее пределах.

При рекомендуемых ниже емкостях конденсаторов связи и кон-

денсаторов, шунтирующих стабилизирующие резисторы в цепи эмиттеров, усиление на низшей частоте полосы пропускания $F_н$ снижается в каждом каскаде УНЧ не более чем на 1 *дб* (нижняя граница полосы пропускания на уровне 0,9).

Полоса частот, воспроизводимых малогабаритными транзисторными приемниками, определяется, в основном, частотными характеристиками громкоговорителей. Миниатюрные громкоговорители 0,1ГД6, 0,1ГД8, 0,15ГД1, 0,25ГД2, 025ГД2, 025ГД9 и т. п. удовлетворительно воспроизводят частоты не ниже 400—450 *гц*. Поэтому при их использовании нет никакого смысла добиваться хорошего усиления более низких частот. В этих случаях достаточны емкости конденсаторов на входе усилителя НЧ и конденсаторов междукаскадной связи, указанные в графе «$F_н = 200 \div 450$ *гц*» табл. 24.

В аппаратуре, рассчитываемой на воспроизведение более широкого диапазона частот, например, в стационарном радиоприемнике, радиоле, усилителе магнитофона, где необходимо хорошее усиление, начиная с частот 70—150 *гц*, необходимо применять конденсаторы междукаскадной связи с емкостями, указанными в последней графе «$F_н = 70 \div 150$ *гц*».

Емкость конденсатора, включенного последовательно с громкоговорителем в схеме с бестрансформаторным выходом (см. рис. 44, 45 и табл. 15), зависит от сопротивления громкоговорителя $z_{гр}$ переменному току и нижней частоты воспроизводимой полосы $F_н$. Из табл. 15 видно, что во многих практических случаях в цепи громкоговорителей нужно включать конденсаторы емкостью порядка сотен микрофарад. Малогабаритных конденсаторов ЭМ с такими емкостями не существует и поэтому в этих случаях приходится применять конденсаторы типов К50-6, КЭ-2 или КЭ-1. Поскольку последние обладают сравнимыми габаритами с выходными трансформаторами, применение бестрансформаторных схем в малогабаритных приемниках не всегда представляется целесообразным.

Заметим, что указанные в табл. 15 и 24 емкости электролитических конденсаторов взяты с запасом, учитывающим их снижение при понижении температуры, а также вследствие старения.

Порядок включения выводов конденсаторов. Выводы конденсаторов можно включать в схему в любом порядке, за исключением указанных ниже случаев.

Когда с общим проводом схемы (корпусом аппаратуры) нужно соединить одну из обкладок трубчатого керамического конденсатора, таковой должна быть внешняя обкладка. Около вывода этой обкладки, если конструкция конденсатора не позволяет отличить ее по внешнему виду от вывода внутренней обкладки, на заводе-изготовителе ставят черту.

Если с общим проводом схемы соединяется бумажный конденсатор в металлической оболочке, одна из обкладок которого от нее не изолирована, то к общему проводу схемы следует подпаивать вывод от оболочки.

Особое внимание при монтаже аппаратуры необходимо уделять порядку включения электролитических конденсаторов, поскольку последние полярны: работают нормально только в цепях с постоянной составляющей напряжения и только при определенном порядке подсоединения выводов. Малогабаритные электролитические конденсаторы типов ЭМ, ЭМИ и ЭТО должны включаться в схемы так, чтобы на изолированном выводе был бы положительный потенциал по отношению к корпусу конденсатора.

Чтобы на электролитические конденсаторы поступало напряжение в требуемой полярности, при их монтаже в аппаратуре следует придерживаться следующих основных правил:

1. Если с общим проводом схемы (с шасси аппарата) соединяется плюс источника питания, к этому проводу необходимо присоединять выводы положительных полюсов конденсаторов, шунтирующих стабилизирующие резисторы в цепи эмиттеров, и конденсаторы развязывающих фильтров (см., например, рис. 39, конденсатор C_4). Когда же с общим проводом соединяется минус источника питания, соответственно изменяется на обратную и полярность подключения в схему упомянутых конденсаторов (см., например, рис. 57, конденсатор C_8).

2. Вывод положительного полюса конденсатора междукаскадной связи (например, C_2 на рис. 39, *а*) должен быть подключен к базе транзистора структуры *p-n-p* последующего каскада по схеме с ОЭ независимо от полярности соединения источника питания с общим проводом схемы и независимо от того, включен ли транзистор предыдущего каскада по схеме с ОЭ или с ОК.

3. С базой первого каскада УНЧ радиоприемника нужно соединять вывод отрицательного полюса конденсатора связи с диодным детектором, если с общей точкой схемы соединен плюс источника питания (конденсатор C_1 на рис. 39). При обратной полярности включения источника питания изменяется на обратный и порядок включения конденсатора связи.

4. Выводы конденсаторов, находящихся в цепи громкоговорителя усилителя с бестрансформаторным выходом, должны соединяться с полюсами источника питания одноименной полярности (непосредственно или через звуковую катушку громкоговорителя — см. рис. 44 и 45).

5. Положительный полюс конденсатора обратной связи с выхода УНЧ в цепь эмиттера транзистора должен быть соединен с его эмиттером: а) при бестрансформаторном выходе, когда с общим проводом схемы соединен положительный полюс источника питания (рис. 44 и 45); б) в схеме с выходным трансформатором, если с общим проводом схемы соединен отрицательный полюс источника питания.

С эмиттером транзистора предоконечного каскада УНЧ должен быть соединен отрицательный полюс конденсатора обратной связи: в) при бестрансформаторном выходе, когда с общим проводом схемы соединен отрицательный полюс источника питания; г) в схеме с выходным трансформатором, если с общим проводом схемы соединен положительный полюс источника питания (рис. 39).

ЛИТЕРАТУРА

1. Азьян Ю. М. и др., Полупроводниковые триоды в регенеративных схемах, Госэнергоиздат, 1959.

2. Божко И. М., Локшин К. М., Транзисторные радиовещательные приемники, изд-во «Энергия», 1966.

3. Будинский Я., Усилители низкой частоты на транзисторах. Перевод с чешского, изд. 2-е, переработанное, Связьиздат, 1963.

4. Бриллиантов Д., Кадровая развертка транзисторного телевизора, «Радио», 1965, № 10.

5. Баскир И., Бриллиантов Д., Узел синхронизации транзисторного телевизора, «Радио», 1965, № 9.

6. Василькевич И., Автогенераторы повышенной стабильности, «Радио», 1965, № 10.

7. Качурин К., Транзисторные усилители с непосредственной связью, «Радио», 1965, № 3.

8. Лабутин В. К., Транзисторы общего назначения, изд-во «Энергия», 1964.

9. Лабутин В. К., Мощные низкочастотные транзисторы, изд-во «Энергия», 1965

10. Локшин К. А., Транзисторный радиоприемник «Минск-62», Госэнергоиздат, 1963.

11. Микиртичан Г. М., Семидиапазонный любительский супергетеродин, «Радио», 1965, № 2 и 6.

12. Николаенко Н. С., Температурная стабилизация и компенсация полупроводниковых усилителей, сб. «Полупроводниковые приборы и их применение» (ППП и ИП), 1963, вып. 9.

13. Сафрошкин Ю. В., Транзисторные усилители переменного тока с отрицательной обратной связью, ППП и ИП, 1963, вып. 9.

14. Сафрошкин Ю. В., Частотно-избирательные *RC*-схемы на полупроводниковых триодах, ППП и ПП, 1963, вып. 9.

15 Соколов В., Тракт звукового сопровождения транзисторного телевизора, «Радио», 1965, № 8.

16. Степаненко И. П., Основы теории транзисторов и транзисторных схем, Госэнергоиздат, 1959.

17. Эйнбиндер В., Смирнова Л., Температурная стабилизация усилителей на транзисторах, «Радио», 1965, № 10.

18. Агапов М. В., Схемы защиты полупроводниковых стабилизаторов от перегрузок, ППП и ИП, 1961, вып. 7.

19. Бриллиантов Д., Соколов В., Блок питания транзисторного телевизора, «Радио», 1965, № 12.

20. Буденко А., Стабилизаторы напряжения с защитой от коротких замыканий. «Радио», 1964, № 9.

21. Додик С. Д., Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока, изд-во «Советское радио», 1962.
22. Карпов В. И., Полупроводниковые стабилизаторы напряжения, Госэнергоиздат, 1963.
23. Карпов В. И., Устройства защиты полупроводниковых стабилизаторов от перегрузок и их классификация, ППП и ИП, 1964, вып. 11.
24. Киселев Л. Н., Расчет преобразователей напряжения на транзисторах, ППП и ИП, 1961, вып. 7.
25. Куликов С. В., Экономичное транзисторное реле, ППП и ИП, 1963, вып. 10.
26. Справочник по полупроводниковым диодам и транзисторам под ред. Н. Н. Горюнова, изд-во «Энергия», 1964.
27. Транзисторы и полупроводниковые диоды, Справочник под ред. И. Ф. Николаевского, Связьиздат, 1963.
28. Бриллиантов Д., Строчная развертка транзисторного телевизора, «Радио», 1965, № 11.
29. Микиртичан Г. М., Транзисторные приемники с КВ диапазонами, изд-во «Энергия», 1967.
30. Бриллиантов Д., Детали транзисторного телевизора, «Радио», 1966, № 8.
31. Терентьев Б. П., Электропитание радиоустройств, Связьиздат, 1958.
32. Мазель К. Б., Теория и расчет выпрямителя, работающего на емкость, с учетом индуктивности рассеяния трансформатора, Госэнергоиздат, 1957.
33. Журавлев А. А., Мазель К. Б., Преобразователи постоянного напряжения на транзисторах, Госэнергоиздат, 1960.
34. Радиоприемник «Алмаз», Описание и инструкция по эксплуатации, 1966.
35. Переносный телевизор «Юность», Модель 1965 г., Описание и инструкция о пользовании, 1965.
36. Конев Ю. И., Полупроводниковые триоды в автоматике, изд-во «Советское радио», 1960.
37. Федоров С. И., Расчет охлаждающих систем полупроводниковых триодов, «Электричество», 1960, № 5.
38. Буденный А. и др., Переносный супергетеродин на транзисторах, «Радио», 1965, № 5.
39. Симонтов И. М., Иванченко В. Д., К расчету АРУ в усилителях на транзисторах, ПП и ИП, 1966, вып. 16.
40. Радиоприемник «Соната», Описание и инструкция по эксплуатации, 1966.
41. Амосов А. и др., Радиоприемник «Соната», «Радио», 1966, № 9.
42. Радиоприемник «ВЭФ — Спидола», Описание и инструкция по эксплуатации, изд-во Гос. электротехнического завода ВЭФ, Рига, 1966.
43. Радиоприемник «Родина 60М1» на транзисторах с универсальным питанием. Описание и инструкция о пользовании, 1966.
44. Магнитофон «Яуза-20», Краткое описание и инструкция по пользованию, 1964.
45. ГОСТ 9867-61, Международная система единиц.
46. Otto K., Muller H., Flächentransistoren, VEB Verlag Technik, Берлин, 1963.

СОДЕРЖАНИЕ

Цена 48 коп.